



TITLE:

電力システムの安定性向上に関する研究(Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

林, 重雄

CITATION:

林, 重雄. 電力システムの安定性向上に関する研究. 京都大学, 1970, 工学博士

ISSUE DATE:

1970-11-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r1705>

RIGHT:

電力系統の安定性向上に関する研究

昭和45年5月

林 重 雄

電力系統の安定性向上に関する研究

林 重 雄

DOC
1970
11
電気系

電力系統の安定性とは，事故の発生，負荷の変動等による系統動揺に対して電力系統が運転を持続しうる能力であるといえることができる。本研究は，この観点より，系統動揺特性の問題に検討を加え，系統の安定性向上に対する各種要因の影響を明らかにして，系統動揺に対する系統の強化策および系統動揺の局限化対策について効果的な具体策を提案せんとするもので，次の6章よりなる。

- 第1章 系統動揺時の同期機，誘導機の基礎方程式
- 第2章 励磁系応答特性による同期機安定性の向上
- 第3章 電力系統の安定度におよぼす要因
- 第4章 不規則変動負荷に対する同期機の安定性
- 第5章 系統電圧変動時における電動機の安定性向上
- 第6章 電力系統安定性向上に対する2，3の提案

第1章においては，まず，電力系統の安定性に対して主要な役割を占める同期機および誘導機の基礎方程式を示し，系統の安定性に対する要因を明確にするため対象とする現象に対して適切に式を簡略化する根拠をのべて，これにもとづいて電力系統に接続されたときの特性式を導いている。

第2章においては，励磁制御系が同期機の特性に与える影響について考察している。自動電圧調整器の本来の目的は定電圧を維持することであるが，この機能の附随的な所産として系統安定性向上の効果が得られる。同期化トルク，制動トルク係数におよぼす励磁制御系の効果について考察して，励磁系応答特性を適切にえらぶことによつて動態安定度が大幅に増進される機構を明らかにし，さらに励磁制御系を含んだ同期機の等価リアクタンスの概念を導入して動態安定度限界の簡略計算法を与えている。

第3章においては，安定度を定量的に表わす尺度として，安定度余裕指数を定義し，発電機慣性定数，インピーダンス等各パラメータに対するこの指数の変化をみることによつて，安定度におよぼす各種要因の影響を統一的に解明している。

発電機の大容量化とともに慣性定数 H は小さく，過渡リアクタンス X_d は大きくなつて系統安定度は苦しくなる。

安定度余裕指数より得られた結果をシミュレーションによつて確かめ、さらに制御系の効果についてもあわせて考察している。調速機により発電機入力を励磁制御系により発電機内部電圧を制御することはその応答速度に難があり、その効果はあまり期待できないことを示している。

第4章においては、アーク炉負荷による電圧フリッカ問題等対象とする現象が不規則な場合の系統の動揺特性、安定性を確率的見地より検討している。具体的な問題として同期調相機と緩衝リアクトルを併用し、アーク炉フリッカを抑制する方式についてスペクトル密度による解析方法を適用し、電圧変動抑制および系統の安定性を見地より最適な緩衝リアクトルの値を決定する理論的根拠を与えている。

第5章においては、工場動力源としての電動機の安定性について論じている。産業プラントにおいて一般にもちいられている電動機には、同期電動機と誘導電動機があるが、安定性の問題を論ずるときこの両者にはかなりの相異点が存在する。各々に対して安定、不安定を明確に規定し、安定限界に対して、電圧変動の大きさ、その継続時間、電動機特性、負荷特性がおよぼす影響を解明し、さらにこのとき機器に与えられる衝撃の大きさについても明らかにしている。

第6章においては、系統が不測の事態により致命的な動揺を受けたとき、対処すべき具体的な方策を提案し、その効果、限界を明らかにしている。系統の需給バランスが失われたときの最後の防護対策として、負荷制限とならんで、部分系統を分離しその範囲内で需給バランスを保つて部分的に壊滅をまぬがれる方法が考えられるが、このとき部分系統を停止することなく分離できる条件を示している。さらに分断された部分系統は迅速に再並列されねばならないが、再同期は系統間の周波数偏差、系統間インピーダンス、系統定数によつて決定されることとなる。この再同期可能条件を明らかにしている。

電力系統の安定性向上対策として多くの手段が考えられるが、これらには

- (a) 系統の体質を改善するもの
- (b) 情報にもとづいた対処によつて誤った運用をさけ、系統の計画されたとおりの能力を十分に活用するもの

およびその中間に位するものがあり、その性格にもとづいて各々の機能が相互に

援けありよう適切に組合せられなければならない。

総合的な制御システムについて考察し、本研究において論じた項目の意義について再確認し、あわせて将来の問題点をのべている。

電力系統の安定性向上に関する研究

目 次

	頁
緒 言	1
第1章 系統動揺時の同期機、誘導機の基礎方程式	3
1. 同期機の基礎方程式	3
1-1 同期機インピーダンスの周波数特性	6
1-2 制動回路を無視したときの方程式	8
1-3 同期リアクタンス、過渡リアクタンス、次過渡リアクタンスによる表現	9
1-4 磁気飽和のとり扱い方	10
1-5 電力系統に接続された同期機	12
2. 誘導機の基礎方程式	13
2-1 対称座標法による誘導機の表現	16
2-2 電力系統に接続された誘導機	18
第2章 励磁系応答特性による同期機安定性の向上	21
1. 動態安定度	21
1-1 モデル系統とそのブロック線図	21
1-2 AVRによる進相運転領域の安定度増進	26
1-3 AVRゲインと安定性	30
2. 同期化および制動トルク係数	32
2-1 考察系統および基礎方程式	32
2-2 同期化および制動トルク係数	34
2-3 同期化および制動トルク係数の周波数特性による動態安定度の計算法	37
3. 同期機の等価インピーダンス	41
3-1 等価インピーダンス	41
3-2 等価インピーダンスによる動態安定度の計算法	43
4. 過渡安定度	44

4-1	モデル系統と系統の方程式	44
4-2	速応比、励磁機項上電圧、発電機界磁時定数の影響	47
5.	負荷しや断時の機圧上昇	50
5-1	モデル系統方程式	50
5-2	機圧上昇と励磁系の特性	54
第3章	電力系統の安定度におよぼす要因	57
1.	電力系統の安定限界式	57
2.	電力系統の安定度余裕指数	61
2-1	安定度余裕指数	61
2-2	安定度余裕指数に影響をおよぼす要因	63
2-3	安定度余裕の感度係数	68
3.	実系統における計算例	70
3-1	系統簡略化についての考察	70
3-2	2機系統(大容量火力発電所送電端故障)	72
3-3	多機系統(大容量火力発電所受電端故障)	83
第4章	不規則変動負荷に対する同期機の安定性	100
1.	アーク炉負荷に対する同期機の特性	100
1-1	アーク炉負荷に対する同期調相機動揺方程式	100
1-2	統計的方法による解析	103
1-3	計算例	106
1-4	緩衝リアクトルの適正值	109
第5章	系統電圧変動時における電動機の安定性向上	112
1.	同期機と誘導機の相異点	112
1-1	同期機の安定性の判別	112
1-2	誘導機の安定性の判別	114
1-3	同期機と誘導機特性上の相異点	116

2. 系統電圧変動時の同期機の安定度	117
2-1 同期電動機負荷を主にする工場受電系統	118
2-2 自家用発電機を有する工場受電系統	126
2-3 計算結果の応用例	131
2-4 工場受電系統の安定性向上対策	133
3. 系統電圧変動時の誘導機の安定度	135
3-1 系統電圧変動時の誘導機の過渡現象	135
3-2 系統電圧変動時のすべりおよび再突入電流	138
4. 誘導機の残留電圧と過渡トルク	146
4-1 誘導機の残留電圧	147
4-2 誘導機の過渡トルク	157
第6章 電力系統安定性向上に対する2、3の提案	166
1. 系統の分離	167
1-1 系統分離による事故波及の防止	167
1-2 系統分離可能条件	171
2. 系統の再同期	176
2-1 系統並列時の動揺方程式	177
2-2 安定領域	178
2-3 周波数偏差と同期引込み限界	182
3. 電力系統安定性向上のための制御システム	187
結 言	194
附 録	
1. 座標変換 (Park の座標と Kron の座標)	197
2. 励磁系速応比	199
3. 電力動揺の方程式	201
4. 2機系過渡安定度計算プログラム	202

5. 同期機の過渡安定限界式 (位相面による表示)	209
6. シミュレーション・ベースによる系統状態監視	211
参考文献	214

人口の都市への集中、都市域の拡大、生活様式の機械化にともない、われわれの生活における電力の重要度はますます増大している。工業生産、輸送、情報等の産業分野においても電力に依存する比率は極めて高い。このように電力産業は社会生活において基幹となるものであり、その生産性の向上と、供給の安定性向上に対する要望はますます強くなつてきている。

この論文は電力システムの安定性向上対策について研究したもので、その成果はすでに電力システムの安定性向上に寄与している。また一部は今後実用化されていくものと予想されている。安定性の問題は極めて多様である。

電力システムにおいて事故の発生、負荷の変動等により生じた系統状態の変動を系統動揺とすることにする。系統動揺が生じたとき、系統周波数、電圧はその影響を受けて変動するが、その値が設計値を越えると系統構成機器の停止もしくは破損につながることになる。また、発電機間の電力動揺が限界値を越えれば安定度が失なわれ、系統動揺がさらに拡大することとなる。この観点より論ずれば、電力システムの安定性とは、系統動揺に対して、電力システムが運転を持続しうる能力であるといふことができる。

電力システムの安定性向上のためには

- (1) 事故発生、負荷の変動等による系統動揺の特性を解明し、
- (2) 系統動揺に対して強い系統の構成
- (3) 系統動揺の局限化

の問題について明らかにする必要がある。

系統動揺特性の問題については従来より多くの研究がなされ、問題の定式化とその解法は、⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾ ほぼ確立されている。この問題は一般に非線形微分方程式となるため数値積分による解法が適用され、とくに近年計算機の高速化、大容量化によつて膨大な量の数値計算が可能となつて、その数式すなわちシミュレーションの度合いはますます詳細なものとなつてい⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾ る。

系統動揺に対する系統の強化策および系統動揺の局限化対策すなわち系統の安定性向上対策については、数年前、日本および米国において発生した事故波及による系統の広範囲停止の

経緯以後この問題に対する基本的な考察がなされ、将来の方向が明らかとなりつつある。⁽⁸⁾
(9) (10) (11) (12) (13)

筆者はこの電力系統の安定性の向上対策の観点に立ち、系統動揺特性の問題に検討を加え、系統の安定性向上に対する各種要因の影響を明らかにして、効果的な具体策を提案する。

第1章においては系統動揺問題の解明において基本となる同期機および誘導機特性を表わす式を示す。これに対してはすでに詳細な方程式が与えられているが、安定性に対する要因を明確にするため対象とする現象に対して適切に式を簡略化する根拠を述べ、これにもとづいて系統動揺特性の解明をおこなう。

同期機の動揺特性に対する励磁制御系の影響は顕著であり第2章においてこの効果を明らかにする。

充電定数、送電線特性、故障条件等、系統の各種パラメータが、系統の安定度を与える効果については、従来シミュレーションにより個別に検討されていたが、第3章において安定度を量的に表現する測度として安定度余裕指数を設定して各種要因の効果を統一的に解明する。第4章においては不規則なじょう乱に対する同期機の動揺特性をスペクトル解析をもちいて解明する方法を確立し、かかる状態に対する系統設計に明確な指針を与える。

安定性の問題は負荷側においても重要である。工業プラントにおける電動機の停止はプラントそのものの停止に直結することがあり、甚大な被害を与える。第5章においては、系統電圧動揺が同期電動機、誘導電動機の安定性を与える影響を検討し、これに対する安定性確保のための条件を明らかにする。

電力系統の安定性を向上するためには種々の方策が考えられる。安定性の問題は多くの観点、例えば電圧、周波数、過負荷、安定度等の面より多角的に検討されるべきであるが第6章ではこの問題を総括的にとらえて2、3の向上策を提案しこれに検討を加える。

第1章 系統動揺時の同期機、誘導機の基礎方程式

電力系統は多数の要素によつて構成されているが、このうち系統の安定性をもつとも大きく左右するものは発電機特性である。発電機には通常、同期機がもちいられている。一方、負荷側においては工場動力として主として同期電動機、誘導電動機が用いられており、これらの安定性が、生産プロセスの安定性に直接つながっている。

同期機⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾および誘導機⁽¹⁷⁾についてはすでに詳細な方程式が与えられているが、安定性に対する要因を明確にするため、対象とする現象に対して適切に式を簡略化する根拠をのべ、これにもとづいて系統動揺時の特性式を導く。

1. 同期機の基礎方程式

同期機を電力系統を構成する要素の一つとみて系統の安定性の問題を論ずるとき、これを集中定数回路とし、数式的には常微分方程式としてとりあつかうことができる。

Parkによつて示された方程式は⁽¹⁴⁾次のものである。座標系 $d-q$ ^{註)}は、図1-1に示すように同期機の磁軸に固定しこれとともに回転する。

電圧の式

電機子回路

$$\left. \begin{aligned} e_d &= p\psi_d - r i_d - \psi_q p\theta \\ e_q &= p\psi_q - r i_q + \psi_d p\theta \\ e_o &= p\psi_o - r i_o \end{aligned} \right\} \quad (1-1-1)$$

界磁回路

$$e_{fd} = p\psi_{fd} + r_{fd} i_{fd} \quad (1-1-2)$$

制動回路

$$\left. \begin{aligned} 0 &= p\psi_{kd} + r_{kd} i_{kd} \\ 0 &= p\psi_{kq} + r_{kq} i_{kq} \end{aligned} \right\} \quad (1-1-3)$$

磁束の式

電機子回路

$$\psi_d = x_{ad} i_{fd} + x_{ad} i_{kd} - x_d i_d$$

註) Parkの座標系：附録1参照

$$\left. \begin{aligned} \psi_q &= x_{aq} i_{kq} - x_q i_q \\ \psi_o &= x_o i_o \end{aligned} \right\} \quad (1-1-4)$$

界磁回路

$$\psi_{fd} = x_{ffd} i_{fd} + x_{ad} i_{kd} - x_{ad} i_d \quad (1-1-5)$$

制動回路

$$\left. \begin{aligned} \psi_{kd} &= x_{ad} i_{fd} + x_{kkd} i_{kd} - x_{ad} i_d \\ \psi_{kq} &= x_{kkq} i_{kq} - x_{aq} i_q \end{aligned} \right\} \quad (1-1-6)$$

回転子軸トルク

$$T = i_q \psi_d - i_d \psi_q \quad (1-1-7)$$

記号の説明

ψ_d, ψ_q, ψ_o	: 電機子回路に鎖交する磁束
e_d, e_q, e_o	: " 端子電圧
i_d, i_q, i_o	: " 電流
ψ_{fd}	: 界磁回路に鎖交する磁束
e_{fd}	: " 電圧
i_{fd}	: " 電流
ψ_{kd}, ψ_{kq}	: 制動回路に鎖交する磁束
i_{kd}, i_{kq}	: " 電流
θ	: 電機子に対する回転子の回転角
T	: 回転子軸トルク
r	: 電機子抵抗
r_{fd}	: 界磁抵抗
r_{kd}, r_{kq}	: 制動回路抵抗
x_d, x_q, x_o	: 電機子同期リアクタンス
x_{ad}, x_{aq}	: 電機子回路と回転子制回路の相互リアクタンス

x_{ffd} : 界磁リアクタンス
 x_{kkd}, x_{kkq} : 制動回路リアクタンス
 $p = \frac{d}{dt}$: 微分演算子

単位法 (pu 値) によって示す

添字の説明

d : 直軸回路 fd : 界磁回路
 q : 横軸回路 kd, kq : 制動回路
 o : 零相回路

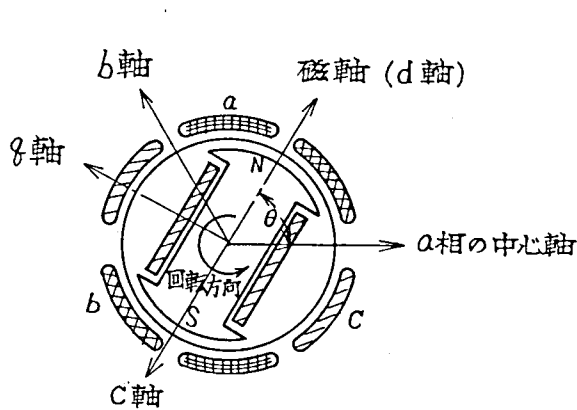


図 1-1 同期機

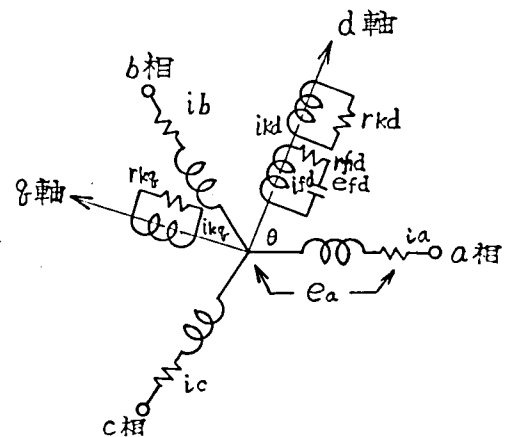


図 1-2 同期機回路

以上の式は式を単純化するためいくつかの仮定のもとに導かれたものであるが、多くの実際的な問題を解くには十分役立つものである。

鉄心には磁気飽和が存在するため、同期機リアクタンスは非線型特性を呈し、線型変換である $d-q-o$ 座標への変換は成立しないことになる。基礎方程式 (1-1) は飽和の問題を一応分離できるものとして導かれた。飽和については 1-4 項において考察する。

系統の安定性について論ずるとき通常発電機中の磁束の変化は小さく、近似的には定常値の近傍において線型化することができる。

1-1 同期機インピーダンスの周波数特性

同期機の特徴は(1-1)式で表わされる。これを書きかえて回転子側の状態変数を消去し次の形にすることができる。

$$\left. \begin{aligned} e_d &= p\psi_d - r i_d - \psi_q p\theta \\ e_q &= p\psi_q - r i_q + \psi_d p\theta \\ e_o &= p\psi_o - r i_o \\ \psi_d &= G(p)E_{fd} - x_d(p)i_d \\ \psi_q &= -x_q(p)i_q \\ \psi_o &= -x_o i_o \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

ここで

$E_{fd} = x_{ad} \quad e_{fd}/r_{fd}$: 開路時端子電圧

$$\begin{aligned} G(p) &= \frac{1+p(x_{kkd}-x_{ad})/r_{kd}}{1+p\left(\frac{x_{ffd}}{r_{fd}}+\frac{x_{kkd}}{r_{kd}}\right)+p^2(x_{ffd}x_{kkd}-x_{ad}^2)/r_{fd}r_{kd}} \\ x_d(p) &= \frac{x_d+p\left[\frac{x_{ffd}}{r_{fd}}\left(x_d-\frac{x_{ad}^2}{x_{ffd}}\right)+\frac{x_{kkd}}{r_{kd}}\left(x_d-\frac{x_{ad}^2}{x_{kkd}}\right)\right]}{1+p\left(\frac{x_{ffd}}{r_{fd}}+\frac{x_{kkd}}{r_{kd}}\right)+p^2(x_{ffd}x_{kkd}-x_{ad}^2)/r_{fd}r_{kd}} \times \\ &\quad \times \frac{+p^2\{x_d(x_{ffd}x_{kkd}-x_{ad}^2)-x_{ad}^2(x_{kkd}-2x_{ad}+x_{ffd})\}/r_{fd}r_{kd}}{x_q+p\frac{x_{kkq}}{r_{kq}}\left(x_q-\frac{x_{ad}^2}{x_{kkq}}\right)} \\ x_q(p) &= \frac{x_q+p\frac{x_{kkq}}{r_{kq}}}{1+p\frac{x_{kkq}}{r_{kq}}} \end{aligned} \quad (1-3)$$

ここに示された $x_d(p)$, $x_q(p)$ 演算子インピーダンス^{註)} といふ適当な近似 ($\frac{r_{fd}}{r_{kd}} \ll 1$) のもとに次の形に書くことができる。

$$\left. \begin{aligned} G(p) &= \frac{1}{(1+pT_{do'})} \\ x_d(p) &= x_d \frac{(1+pT_{d'}) (1+pT_{d''})}{(1+pT_{do'}) (1+pT_{d''o})} \\ x_q(p) &= x_q \frac{1+pT_{q''}}{1+pT_{q''o}} \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

註) Operational impedance

ここで

$$T_{d'0} = \frac{x_{ffd}}{r_{fd}} \quad : \quad \text{開回路時の界磁時定数}$$

$$T_{d'} = \frac{x_d'}{x_d} T_{d'0}$$

$$x_d' = x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{ffd}}$$

$$T_{d''0} = (x_{kkd} - \frac{x_{ad}^2}{x_{ffd}}) / r_{fd}$$

$$T_{d''} = \frac{x_d''}{x_d'} T_{d'0''}$$

$$x_d'' = x_d - \frac{x_{ad}^2 (x_{kkd} + x_{ffd} - 2x_{ad})}{x_{ffd} x_{kkd} - x_{ad}^2}$$

$$T_{q'0} = x_{kkq} / r_{kq}$$

$$T_{q''} = \frac{x_q''}{x_q} T_{q'0''}$$

$$x_q'' = x_q - \frac{x_{aq}}{x_{kkq}}$$

である。

演算子インピーダンスの周波数特性を示せば図 1-3 のようになり、

$$\text{遅い現象} \quad (\omega < \frac{1}{T_{d'0}}) \quad ; \quad x_d(p) = x_d, \quad x_q(p) = x_q$$

$$\text{中位いの現象} \quad (\frac{1}{T_{d'}} < \omega < \frac{1}{T_{d'0''}}) \quad ; \quad x_d(p) = x_d', \quad x_q(p) = x_q$$

$$\text{速い現象} \quad (\frac{1}{T_{d''}} < \omega) \quad ; \quad x_d(p) = x_d'', \quad x_q(p) = x_q''$$

として簡略的な取扱いができることが解る。

以上述べた現象は基本波の包絡線についての過渡現象であつてそれ以上の速い現象、すなわち開閉サージ等に対しては同期機の高周波リアクタンス、さらに雷サージに対してはサージインピーダンスの考え方が必要となる。

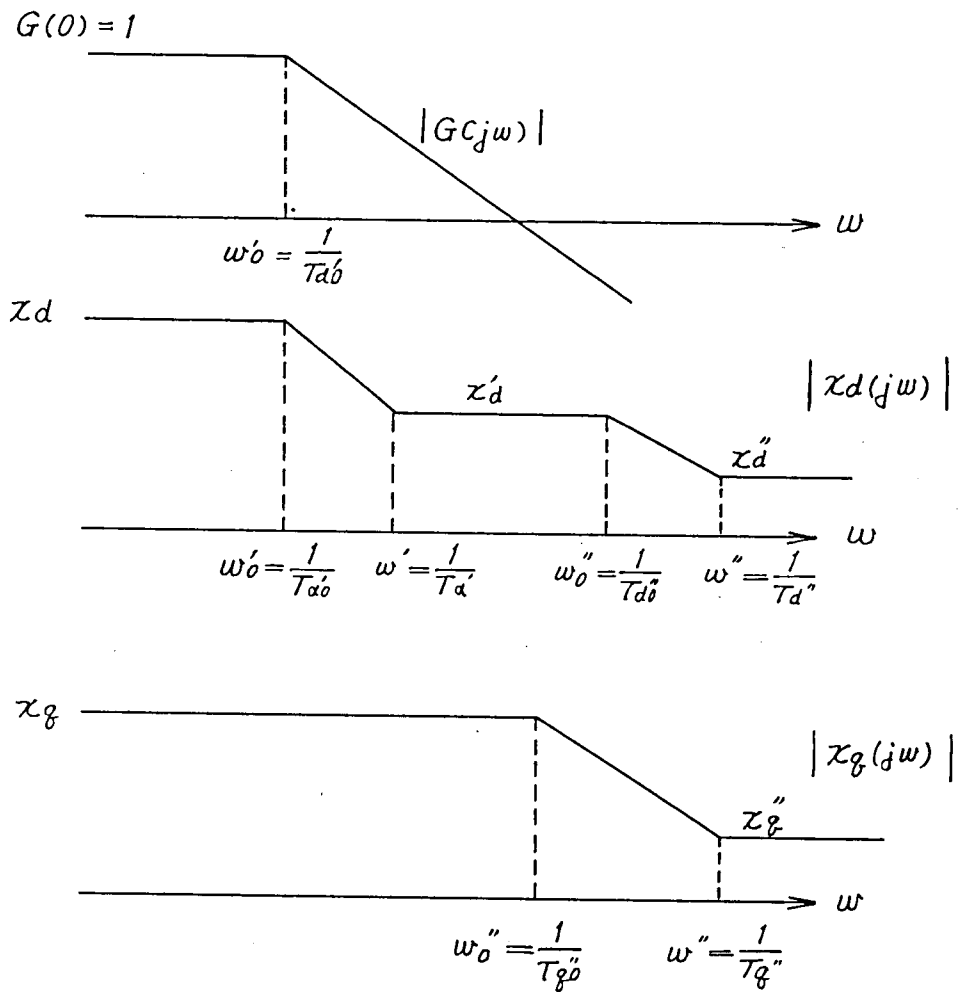


図-1-3 演算子インピーダンスの周波数特性

$$G(j\omega), x_d(j\omega), x_q(j\omega)$$

1-2 制動回路を無視したときの方程式

制動回路の時定数 $T_{d0''}$, $T_{q0''}$ にくらべて遅い現象 ($\omega < \omega_{0''}$) においては制動回路の効果は無視して考えることができる。なおこのような現象に対しては、電機子側の過渡現象の項 $p\psi$ および電機子抵抗 r も無視することができ (1-2) 式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} e_d &= -\psi_q p(t) \\ e_q &= \psi_d p(t) \\ \psi_d &= \frac{1}{1 + p T_{d'0}} E_{fd} - \frac{x_d + x_d' p T_{d'0}}{1 + p T_{d'0}} i_d \end{aligned} \right\} \quad (1-5)$$

$$\Psi_q = x_q i_q$$

ここで第3式は次のように書きかえられる。

$$E_{fd} = \Psi_d + x_d i_d + T_{do}' p E_{q'}$$

$$E_{q'} = \Psi_d + x_d i_d$$

$$\text{i.e. } E_{q'} = \frac{1}{1 + \frac{1}{p} T_{do}} \{ E_{fd} - (x_d - x_d') i_d \} \quad (1-6)$$

$$\Psi_d = E_{q'} - x_d' i_d$$

$E_{q'}$ は 空障磁束と考えられる量で、磁束保存則に基づき不連続的には変化しない。定格速度においてこの量に比例する電圧は、過渡リアクタンス x_d' 背後の電圧と呼ばれる。

1-3 同期リアクタンス、過渡リアクタンス、次過渡リアクタンスによる表現

(1) 同期リアクタンス (x_d, x_q)

図-1-3の周波数特性より、定常状態近くすなわち $\omega < \omega_0'$ ($\omega_0 = \frac{1}{T_{do}}$)

なる遅い領域における、同期機の特性は、

$$\left. \begin{aligned} E_{fd} &= e_q + x_d i_d \\ 0 &= e_d + x_q i_q \end{aligned} \right\} \quad (1-7)$$

ここで E_{fd} : 一定

によつてほぼ正しく表現される。

(2) 過渡リアクタンス (x_d', x_q)

周波数領域 $\omega < \omega_0 < \omega_0''$ ($\omega_0 = \frac{1}{T_d'}$, $\omega_0'' = \min \{ \frac{1}{T_{do}''}, \frac{1}{T_{qo}''} \}$)

なる領域においてはd軸等価インピーダンスは $x_d(j\omega) = x_d'$ となり、同期機の特性は、

$$\left. \begin{aligned} E_{q'} &= e_q + x_d' i_d \\ 0 &= e_d + x_q i_q \end{aligned} \right\} \quad (1-8)$$

ここで $E_{q'}$: 一定

と表現できる。

1—2項においてのべた $E_{q'}$ すなわち $x_{d'}$ 背後の電圧は (1—6) 式における時定数 $T_{d'}$ が上記領域の周波数に比べ遅いことよりこの周波数領域においては $pE_{q'} \approx 0$ すなわち $E_{q'}$ は一定とみなすことができる。

(3) 次過渡リアクタンス ($x_{d''}, x_{q''}$)

周波数領域 $\omega'' < \omega$ ($\omega'' = \max\{\frac{1}{T_{d''}}, \frac{1}{T_{q''}}\}$) においては前項と同じ考えに基づき次過渡リアクタンス背後の電圧 $e_{d''}, e_{q''}$ を考え、これが一定として同期機特性を近似的に表現する。

$$e_{q''} = e_q + x_{d''} i_d \quad (1-9)$$

$$e_{d''} = e_d + x_{q''} i_q$$

ここで $e_{d''}, e_{q''}$: 一定

(4) 以上の領域の中間においては便宜的な手段として

例えば $\omega_0' < \omega < \omega'$ において

$$e_{q^*} = e_q + x_{d^*} i_d \quad (1-10)$$

$$e_{d^*} = e_d + x_{q^*} i_q$$

ここで e_{q^*} : 一定

$$x_{d^*} = \alpha x_d + (1-\alpha) x_{d'} \quad (0 < \alpha < 1)$$

等の表現をおこなうことも一つの方法である。圧延機負荷による、フリッカのように数秒の周期をもつ電圧変動の計算においては $\alpha = 0.3 \sim 0.5$ ととることによつて実測値とよく一致した解が得られる。

1—4 磁気飽和のとり扱い

磁気飽和により、同期機リアクタンスは非線形特性を呈し、さきにもべた線型変換は適用し得ないことになる。ここでは便宜上つぎのようにとり扱う。⁽¹⁰⁾

出発点に $d-q=0$ 座標系で与えられた方程式をとる。飽和は磁束密度の高い d 軸において生ずるものとし、 q 軸における飽和の影響は考えない。これは飽和の影響を考慮すべき問題においては、多くの場合発電機の力率は 0 に近いことより、ほぼ妥当な仮定である。

以下、d 軸回路のみについて述べる。

まず起磁力についての方程式をたてる。電機子回路 d 軸についての起磁力 M_d は、

$$\left. \begin{aligned} M_d &= -x_d i_d + x_{ad} i_{fd} + x_{ad} i_{kd} \\ &= -x_\ell i_d + x_{ad} (-i_d + i_{fd} + i_{kd}) \\ &= -x_\ell i_d + M_{ad} \end{aligned} \right\} \quad (1-11)$$

ここで、 $x_\ell = x_d - x_{ad}$: 漏れリアクタンス

x_{ad} : 相互リアクタンス不飽和値、

$$M_{ad} = x_{ad} (-i_d + i_{fd} + i_{kd})$$

x_{ad} などを便宜上リアクタンスと呼んでいるが、これは基準化

(normalization) したとき無次元量となっている。上式においては、

起磁力 M_{ad} を A T (アンペアターン) とみなせばターン数に相等する。界磁、制動回路については、

$$M_{fd} = x_{fd} i_{fd} + M_{ad}$$

$$x_{fd} = x_{ffd} - x_{ad}$$

$$M_{kd} = x_{kd} i_{kd} + M_{ad}$$

$$x_{kd} = x_{kkd} - x_{ad}$$

電機子 d 軸の磁束は、飽和特性を f_d () として、

$$\Psi_d = x_\ell i_d + f_d (M_{ad}) \quad (1-12)$$

漏れ磁束の回路においては飽和は起こらず、飽和は主磁路 (図に示した磁路) においてのみ起こるとした。

界磁、制動回路においては

$$\Psi_{fd} = -x_{fd} i_{fd} + f_d (M_{ad})$$

$$\Psi_{kd} = -x_{kd} i_{kd} + f_d (M_{ad})$$

以上総合して、図 1-5 に示す等価回路が得られる。

無負荷、定常状態を考えれば、式 (1-12) は、

$$\Psi_d = f_d (x_{ad} i_{fd})$$

すなわち、 f_d () は無負荷飽和特性である。飽和率 σ を用いて、

$$f_d^{-1}(e_t) = (1+\sigma)e_t \quad (1-13)$$

とあらわすことができる。

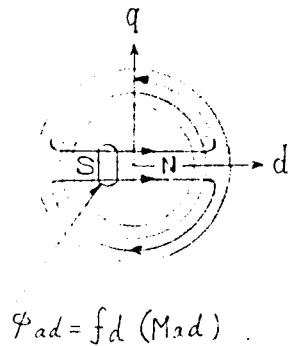
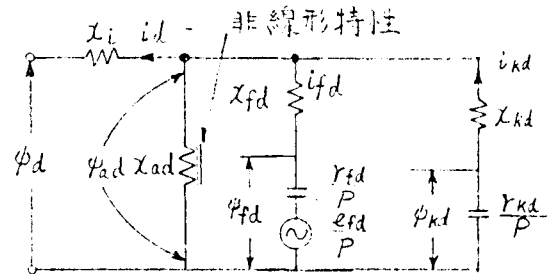


図 1-4 ゼロ力率の
ときの磁路



$$\begin{aligned} \psi_{ad} &= f_d(M_{ad}) \\ \psi_{fd} &= M_{fd} = \frac{1}{P}(e_{fd} + r_{fd} i_{fd}) \\ \psi_{kd} &= M_{kd} = \frac{1}{P} r_{kd} i_{kd} \end{aligned}$$

図 1-5 磁気飽和を考慮に入れた
等価回路

1-5 電力系統に接続された同期機

多機系統問題において Park の座標系をもちいると、各々の機械に対してそれぞれの座標軸が存在し、それらの回転速度は異っている。このため相互を結合する方程式が複雑になる。同期速度で回転する座標系^{註)}を導入すればすべての式を統一的にとり扱うことができる。

(1-2)式に対応して次式が得られる。

$$\begin{aligned} e_d &= P\psi_d - r i_d - \psi_q \\ e_q &= P\psi_q - r i_q + \psi_d \\ e_o &= P\psi_o - r i_o \end{aligned} \quad (1-14)$$

$$\begin{aligned} \psi_d &= \{ G(p)e_{fd} - x_d(p)(i_d \cos \Delta\theta + i_q \sin \Delta\theta) \} \cos \Delta\theta \\ &\quad - \{ -x_q(p)(-i_d \sin \Delta\theta + i_q \cos \Delta\theta) \} \sin \Delta\theta \\ \psi_q &= \{ x_q(p)(-i_d \sin \Delta\theta + i_q \cos \Delta\theta) \} \cos \Delta\theta \\ &\quad + \{ G(p)e_{fd} - x_d(p)(i_d \cos \Delta\theta + i_q \sin \Delta\theta) \} \sin \Delta\theta \\ \psi_o &= x_o i_o \end{aligned}$$

ここで、

$$G(p), x_d(p), x_q(p) : (1-4) \text{式と同じ}$$

註) Kronの座標系：附録1参照

e_d, e_q etc. の状態量 : (1-1)式の記号と同じ

ただし $d-q$ 軸はKronの座標系

$\Delta \theta$: 同期速度で回転する基準軸 (静止系に対して θ_0) と発電機回転
子磁軸 (静止系に対して θ) のなす角

$$\Delta \theta = \theta - \theta_0$$

微小変動に対しては定常状態の近傍において微小変化量に対する線型近似式をもちいることができる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_d &= p \Delta \psi_d - r \Delta i_d - \Delta \psi_q \\ \Delta e_q &= p \Delta \psi_q - r \Delta i_q + \Delta \psi_d \\ \Delta \psi_d &= G(p) \Delta e_{fd} - x_d(p) \Delta i_d - (x_d(p) - x_q) i_{q0} \Delta \theta \\ \Delta \psi_q &= -x_q(p) \Delta i_q + \{ G(p) e_{fd0} - (x_d - x_q(p)) i_{d0} \} \Delta \theta \end{aligned} \right\} (1-15)$$

ここで、

$\Delta e_d, \Delta e_q$ etc. : 定常値よりの微小変化量

i_{d0}, i_{q0}, e_{fd0} etc. : 定常値

なお基準値は定常速度における発電機磁軸に等しいとする。

零相分は省略した。

さらに端子電圧およびトルクに対して

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_t &= \frac{e_{d0}}{e_{t0}} \Delta e_d + \frac{e_{q0}}{e_{t0}} \Delta e_q \\ \Delta T_e &= \psi_{d0} \Delta i_q + i_{q0} \Delta \psi_d - \psi_{q0} \Delta i_d - i_{d0} \Delta \psi_q \end{aligned} \right\} (1-16)$$

がえられる。

2. 誘導機の基礎方程式

巻線型誘導機の過渡特性を表わす式を導く。図2-1のような位置関係にある固定子と回転子については、その電圧、電流、磁束の間に下記の式が成り立つ。

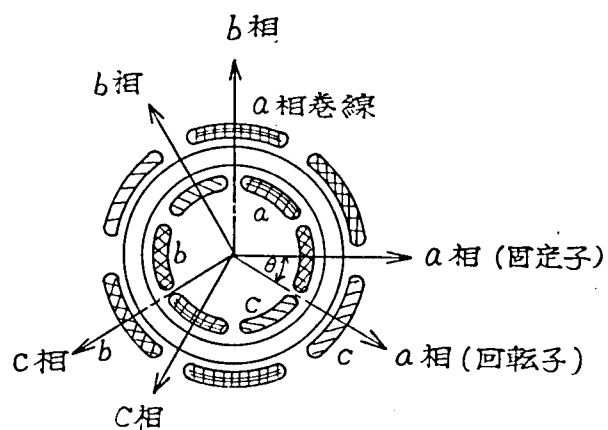


図 2-1 誘 導 機

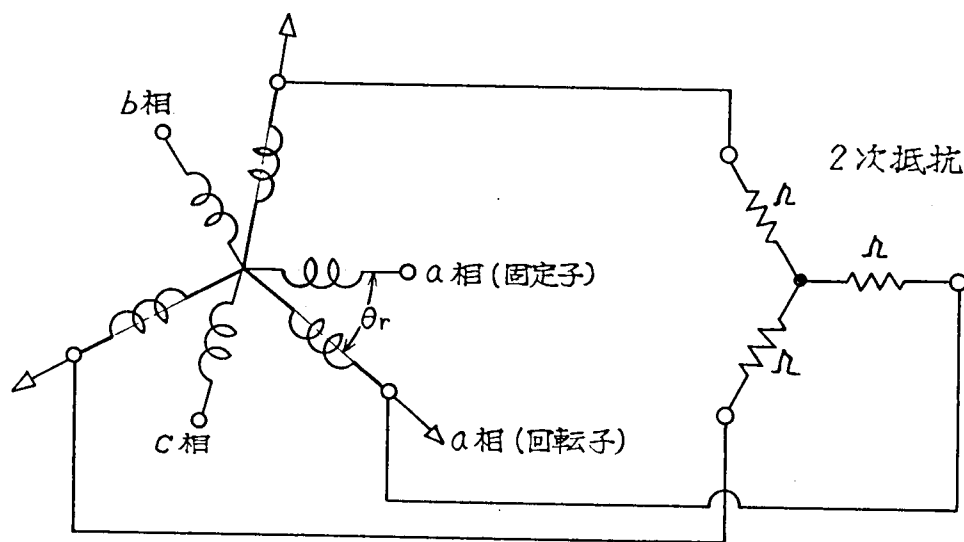


図 2-2 誘 導 機 回 路

電圧の式

固定子回路

$$\begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (2-1-1)$$

回転子回路

$$\begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} = p \begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} + r \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2-1-2)$$

磁束の式

固定子回路

$$\begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (2-1-3)$$

$$+ m \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

回転子回路

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} = m \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \ell & m_R & m_R \\ m_R & \ell & m_R \\ m_R & m_R & \ell \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2-1-4)$$

ここで E : 固定子端子電圧

e : 回転子端子電圧

Ψ : " 鎖交磁束

φ : " 鎖交磁束

I : " 電流

i : " 電流

R : " 抵抗

r : " 抵抗

L : " 自己インダクタンス

l : " 自己インダクタンス

M_s : " 巻線相互インダクタンス

m_R : " 巻線相互インダクタンス

m : 固定子、回転子巻線間相互インダクタンスの最大値

$$P = \frac{d}{dt} : \text{微分演算子}$$

2-1 対称座標法による誘導機の実現

同期機の実現には Park の座標がもちいられたが、誘導機に対しては対称座標を適用すると表現式が簡明になる。(2-1)式に対し対称座標変換

$$\begin{pmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix} \quad (2-2)$$

$$-a = \varepsilon j \frac{2\pi}{3}$$

をほどこせば次式がえられる。

電圧の式

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_0 \end{pmatrix} = p \begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \psi_0 \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_0 \end{pmatrix} \quad (2-3-1)$$

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_0 \end{pmatrix} = p \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_0 \end{pmatrix} + r \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (2-3-2)$$

磁束の式

$$\begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \psi_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L-Ms & 0 & 0 \\ 0 & L-Ms & 0 \\ 0 & 0 & L+2Ms \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_0 \end{pmatrix} + \frac{3}{2}m \begin{pmatrix} \varepsilon j \theta_r & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon -j \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (2-3-3)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_0 \end{pmatrix} = \frac{3}{2}m \begin{pmatrix} \varepsilon -j \theta_r & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon j \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1-m_R & 0 & 0 \\ 0 & 1-m_R & 0 \\ 0 & 0 & 1+2m_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (2-3-4)$$

正相回路成分だけを抜き出せば、

$$\begin{pmatrix} \psi_1 \\ \varphi_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L-Ms & \frac{3}{2}m\epsilon j \theta_r \\ \frac{3}{2}m\epsilon j^{-1}\theta_r & l-m_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ i_1 \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ e_1 \end{pmatrix} = p \begin{pmatrix} \psi_1 \\ \varphi_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ i_1 \end{pmatrix}$$

となり、これをまとめると

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ e_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R+pLs & Mp\epsilon j \theta_r \\ Mp\epsilon^{-j}\theta_r & r+pl_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ i_1 \end{pmatrix} \quad (2-5)$$

$$\text{ここで、 } Ls=L-Ms \quad lr=l-m_R \quad M=\frac{3}{2}m$$

となる。さらに

$$\begin{pmatrix} Ks \\ kr \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \epsilon^{-j}\theta_{so} & 0 \\ 0 & \epsilon^{-j}(\theta_{so}-\theta_{ro}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_1 \\ k_1 \end{pmatrix} \quad (2-6)$$

$$\text{ただし } \theta_{so} = \omega t$$

$$\theta_{ro} = (1-s_o)\omega t \quad s_o : t=0 \text{ におけるすべり}$$

なる交換をほどこすと

$$\begin{pmatrix} Es \\ er \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R+(p+j\omega)Ls & M(p+j\omega)\epsilon j \Delta \theta_r \\ M(p+j s_o \omega)\epsilon^{-j} \Delta \theta_r & r+(p+j s_o \omega)l_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad (2-7)$$

$$\text{ここで、 } \Delta \theta_r = \theta_r - \theta_{ro}$$

がえられる。時間軸を ω 倍すれば

$$\begin{pmatrix} Es \\ er \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R+(p+j)Xs & (p+j)XM\epsilon j \Delta \theta_r \\ (p+j s_o)XM\epsilon^{-j} \Delta \theta_r & r+(p+j s_o)Xr \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad (2-8)$$

$$\text{ここで、 } Xs=\omega Ls \quad XM=\omega M \quad Xr=\omega l_r$$

$$p = \frac{1}{\omega} \frac{d}{dt}$$

となる。(2-4)式に (2-6)式の変換をほどこせば

$$\varphi_r = XM \epsilon^{-j} \Delta \theta_r I_s + Xr i_r \quad (2-9)$$

ここで、

$$\epsilon' = j \frac{XM}{Xr} \epsilon j \Delta \theta_r \varphi_r$$

とおけば

$$\begin{pmatrix} I_s \\ i_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{X_M}{X_r} \varepsilon - j\Delta\theta_r & -j\frac{1}{X_M} \varepsilon - j\Delta\theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ \varepsilon' \end{pmatrix} \quad (2-10)$$

(2-10)式を (2-8)式に代入して整理すれば次式がえられる。

$$\begin{pmatrix} E_s \\ j\frac{X_M}{X_r} \varepsilon + j\Delta\theta_r e_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + (p+j)\left(X_s - \frac{X_M^2}{X_r}\right) - (p+j) & \\ -j\frac{X_M^2}{X_r} & 1 + (p+j)(s_0 - p\Delta\theta_r) \frac{X_r}{r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ \varepsilon' \end{pmatrix}$$

記号を書きかえる。 (2-11)

$$\begin{pmatrix} E_s \\ jT_o' \frac{X_M}{X_r} e_r \varepsilon + j\Delta\theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + (p+j)x' & -j(p+j) \\ -j(x-x') & 1 + (p+js)T_o' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ \varepsilon' \end{pmatrix}$$

ここで、 $x = X_s$: 励磁リアクタンス (2-12)

$$x' = X_s - \frac{X_M^2}{X_r} \quad : \quad \text{拘束リアクタンス}$$

$$T_o' = \frac{X_r}{r} \quad : \quad \text{回転子回路時定数}$$

$$s = s_0 - p\Delta\theta_r \quad : \quad \text{すべり}$$

がえられる。一般の誘導機においては $e_r = 0$ である。

逆相回路成分に対しては、次式がえられる。

$$\begin{pmatrix} E_{s2} \\ jT_o' \frac{X_M}{X_r} e_{r2} \varepsilon - j\Delta\theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + (p+jx') - j(p+j) & \\ -j(x-x') & 1 + \{p+j(2-s)\}T_o' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{s2} \\ \varepsilon'_{2} \end{pmatrix}$$

(2-13)

等価的なすべりは $2-s$ である。

2-2 電力系統に接続された誘導機

固定子回路の抵抗分および過渡現象を無視すると

(2-12)式は

$$\left. \begin{aligned} E_s &= jx' I_s + \varepsilon' \\ 0 &= -j(x-x') I_s + [1 + (p+js)T_o'] \varepsilon' \end{aligned} \right\} \quad (2-14)$$

この誘導機が 図 2-3 に示すように x_e なるリアクタンスをとおして無限大母線に接続されていると、

$$V - E_s = j x_e I_s \quad (2-14-2)$$

したがって

$$[1 + (p + j s) T z'] e' = V (1 - \frac{x_e + x'}{x_e + x}) \quad (2-14)$$

$$\text{ただし } T z' = \frac{x_e + x'}{x_e + x} T o'$$

となる。

実数の方程式に書きかえる。

$$V = V_d + j 0, \quad e' = e'_d + j e'_q$$

とおきさらに時間軸を $1/\omega$ 倍して秒にもどせば

$$T z' \frac{d e'_d}{d t} - s \omega T z' e'_q + e'_d = V_d (1 - \frac{x_e + x'}{x_e + x}) \quad (2-15)$$

$$T z' \frac{d e'_q}{d t} + s \omega T z' e'_d + e'_q = 0$$

トルクは

$$T = \frac{-V e'_q}{x_e + x'} \quad (2-16)$$

である。

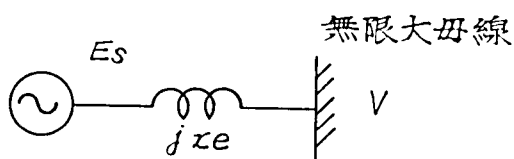


図 2-3 系統に接続された誘導機

第 1 章においてはまず電力系統の安定性に対して主要な役割を占める同期機および誘導機の基礎方程式を示した。さらに、系統の安定性に対する要因を明確にするため対象とする現象に対して適切に式を簡略化する根拠をのべてこれにもとづいて電力系統に接続されたときの特性式を導いた。

第2章 励磁系応答特性による同期機の安定性向上

自動電圧調整器^{註1)}は通常系統の電圧偏差を検出し、励磁機電圧を制御して発電機電圧を所定の値に保持しようとするもので、その本来の目的は定電圧を維持することであるが、系統の安定化に寄与し、誤操作に対する保護の機能も備えている。

A V Rのこれらの特性は、電力系統とよく協調のとれたものでなければならない。

たとえば以下に示すようにA V Rの速度^{註2)}をむやみに高くすることは無益であるばかりでなく、かえって逆効果となる場合もある。⁽¹⁸⁾ 電力系統と励磁系応答特性との協調に関して

- (1) 動態安定度の向上
- (2) 過渡安定度の向上
- (3) 負荷しや断時の機圧上昇の抑制

の見地より検討を加え、その効果を明らかにする。

1. 動態安定度

近年ケーブル系統の増大に伴ない、火力発電機の進相運転が要求されるようになってきた。A V R本来の目的は定電圧を維持することであるが、A V Rをもちいることにより進相運転領域における安定度を向上することができる。⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾

A V Rの特性と動態安定度との関連を不連続特性を有するA V Rも含めて検討する。

1-1 モデル系統とそのブロック線図

系統動揺の大きさが微小であり、線型近似が成立するとき、同期機の方程式は次のようになる。^{註3)}

$$\begin{aligned} \Delta e_d &= -\Delta \psi_q \\ \Delta e_q &= \Delta \psi_d \end{aligned} \quad \begin{array}{l}) \\) \\) \end{array} \quad (1-1)$$

註1) Automatic Voltage Regulator 以下A V Rと略称する。

註2) 付録 2 参照

註3) 第1章 (1-15), (1-16) 式参照

$$\left. \begin{aligned} \Delta \psi_d &= G(p) \Delta e_{fd} = x_d(p) \Delta i_d - \{ (x_d(p) - x_q) i_{q0} \} \Delta \theta \\ \Delta \psi_q &= x_q \Delta i_q + \{ e_{fd0} - (x_d - x_q) i_{d0} \} \Delta \theta \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

$$\left[\frac{H}{\pi f} p^2 + D p \right] \Delta \theta = \Delta T_M - (i_{q0} \Delta \psi_d + \psi_{d0} \Delta i_q - i_{d0} \Delta \psi_q - \psi_{q0} \Delta i_d) \quad (1-3)$$

ここで

$$G(p) = \frac{1}{1 + T_d' p}$$

$$x_d(p) = \frac{x_d + x_d' p T_d'}{1 + p T_d'}$$

e : 電機子電圧 x_d : 直軸リアクタンス H : 慣性定数
 i : 電機子電流 x_d' : 直軸過渡リアクタンス D : 制動係数
 ψ : 磁束 x_q : 横軸リアクタンス $p = \frac{d}{dt}$ 微分演算子
 e_{fd} : 界磁電圧 T_d' : 界磁時定数

θ : 同期速度で回転する基準軸と回転子のなす角

T_M : 原動機トルク

添字 d : 直軸 q : 横軸 fd : 界磁成分 0 : 定常値
 Δ : 微小変化量

系統との接続の関係を 図 1-1 に示す。

系統動揺

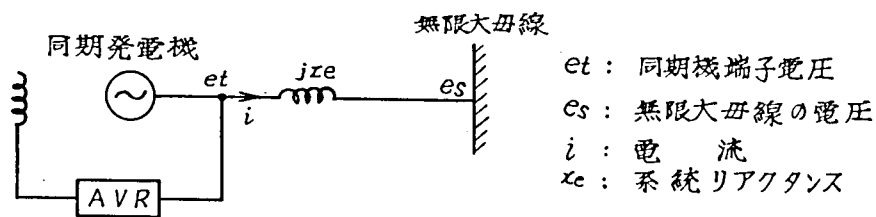


図 1-1 モデル系統 (動態安定度)

として無限大母線の電圧変動を考えれば

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_d &= -x_c \Delta i_q - \sin \delta_0 \Delta e_s \\ \Delta e_q &= x_c \Delta i_d + \cos \delta_0 \Delta e_s \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

δ_0 $\theta_{20} - \theta_{10}$: $t = 0$ における e_s と e_t の位相角

x_e : 系統の等価リアクタンス

e_s : 無限大母線の電圧

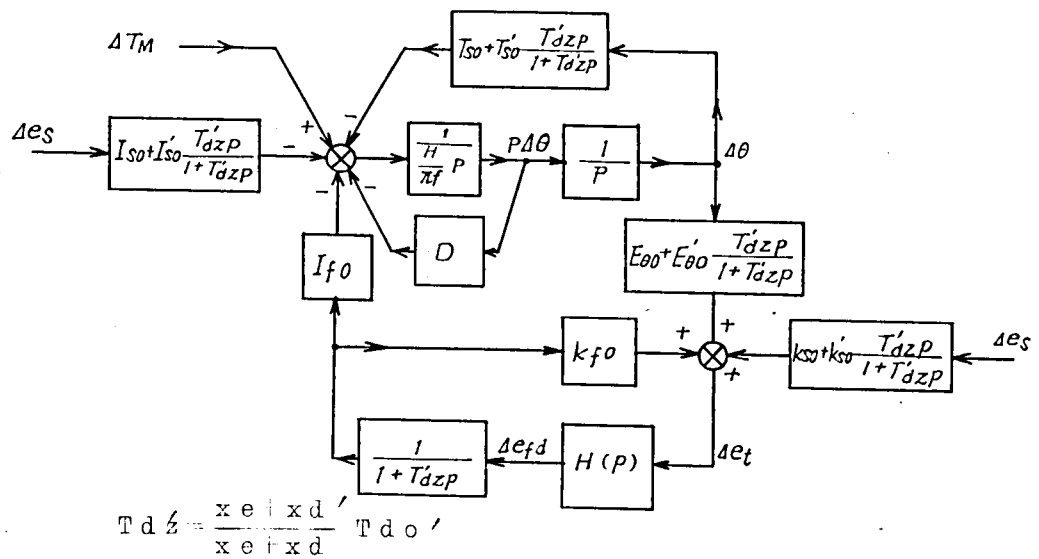
となる。

一方、励磁制御系の伝達関数を $H(p)$ とすれば

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_{fd} &= H(p) \Delta e_t \\ \Delta e_t &= \frac{e_{d0}}{e_t} \Delta e_d + \frac{e_{q0}}{e_t} \Delta e_q \end{aligned} \right\} \quad (1-5)$$

となる。

図1-2に電力動揺を考慮したときの同期機のブロック図を、図1-3に連続形 AVR (磁気増巾器形)、図1-4に不連続形 AVR (BJ形・・・三菱電機製) の構成図を示す。



$$T_d' = \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d} T_{d0}'$$

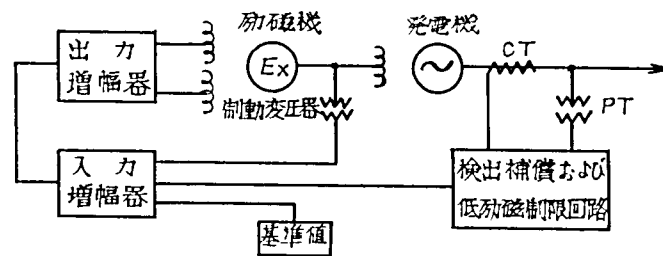
$$T_{s0} = \frac{x_e}{x_e + x_d} \left(1 - \frac{x_d}{x_q} \right) \left(\frac{1}{x_e} e_{d0} + \frac{1}{x_q} x_q i_{q0} \right) x_q i_{q0} + \frac{x_e}{x_e + x_q} \times \left(\frac{1}{x_e} e_{q0} - \frac{1}{x_q} x_q i_{d0} \right) [e_{fd0} - (x_d - x_q) i_{d0}]$$

$$I_{f0} = \frac{x_e}{x_e + x_d} \left(\frac{1}{x_e} e_{d0} + \frac{1}{x_q} x_q i_{q0} \right)$$

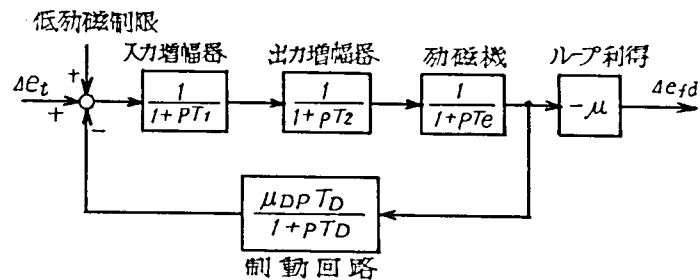
$$I_{s0} = \frac{1}{x_e} (e_{d0} \cos \delta_0 + e_{q0} \sin \delta_0) + \frac{x_d}{x_e + x_d} \left(\frac{1}{x_e} e_{d0} + \frac{1}{x_q} x_q i_{q0} \right) \cos \delta_0$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{x_q}{x_e + x_q} \times \left(\frac{1}{x_e} e_{q0} - \frac{1}{x_q} x_q i_{d0} \right) \sin \delta_0 \\
I_{s0}' &= - \frac{x_e}{x_e + x_d} \cdot \frac{x_d - x_d'}{x_e + x_d'} \left(\frac{1}{x_e} e_{d0} + \frac{1}{x_q} x_q i_{q0} \right) \cos \delta_0 \\
E_{\theta 0} &= \frac{x_e}{x_e + x_d} \left(1 - \frac{x_d}{x_q} \right) x_q i_{q0} \frac{e_{q0}}{e_t} - \frac{x_e}{x_e + x_q} \left[e_{fd0} - (x_d - x_q) i_{d0} \right] \frac{e_{d0}}{e_t} \\
E_{\theta 0}' &= \frac{x_e}{x_e + x_d'} \cdot \frac{x_e + x_q}{x_e + x_d} \left(\frac{x_d}{x_q} - \frac{x_d'}{x_q} \right) x_q i_{q0} \frac{e_{q0}}{e_t} \\
k_{fo} &= \frac{x_e}{x_e + x_d} \cdot \frac{e_{q0}}{e_t} \\
k_{so} &= \frac{x_d}{x_e + x_d} \cdot \frac{e_{q0}}{e_t} \cos \delta_0 + \frac{x_q}{x_e + x_q} \cdot \frac{e_{d0}}{e_t} \sin \delta_0 \\
k_{so}' &= \frac{x_e}{x_e + x_d} \cdot \frac{x_d - x_d'}{x_e + x_d'}
\end{aligned}$$

図 1-2 電力動揺を考慮したときの同期機の構成図



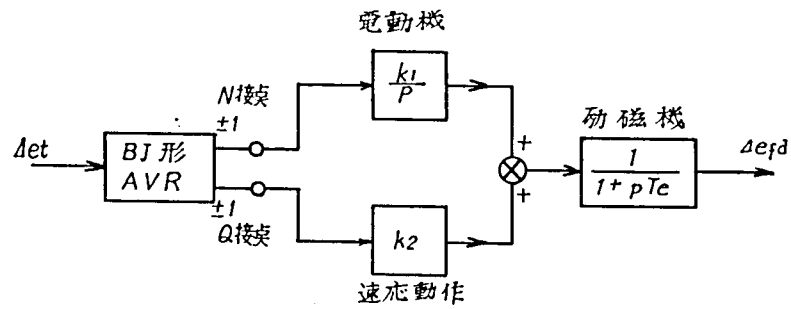
(a) 構成



T_1 : 入力磁気増幅器時定数 T_e : 励磁機時定数 T_D : 制動回路時定数
 T_2 : 出力 " " μ : ループ利得 μD : , 利得

(b) ブロック図

図 1-3 磁気増幅器形 AVR



k_1 : 電動機の回転速度によつてきまる利得

k_2 : 速応動作の場合の利得

図 1-4 BJ 形 AVR の構成図

モデルシステムの定数は次のとおりである。

系統定数

系統リアクタンス : $x_e = 0.5 \text{ Pu}$ (192 MVA ベース)

周波数 : $f = 60 \text{ Hz}$

同期機定数

同期リアクタンス : $x_d = x_q = 1.67 \text{ Pu}$

過渡リアクタンス : $x_d' = 0.315 \text{ Pu}$

界磁時定数 : $T_{do} = 4.5 \text{ 秒}$

慣性定数 : $H = 3.5 \text{ 秒}$

制動係数 : $D = 0.008 \text{ Pu}$

連続形 AVR

時定数 : $T_1 = 0.0125 \text{ 秒}$ $T_2 = 0.05 \text{ 秒}$

ゲイン : $\mu = 0 \sim 30$

制動回路 : $\mu_D = 2$ $T_D = 0.5 \text{ 秒}$

不連続形 AVR

積分動作ゲイン : $k_1 = 0.03 \sim 0.06$

(電動機)

速応動作ゲイン : $k_2 = 0.05 \sim 0.40$

励 磁 機

時 定 数 : $T_e = 0.7$ 秒

1-2 AVRによる進相運転領域の安定度増進

AVRがないとき定常安定度限界は次式であらわされる。

$$\left(\frac{P x q^2}{e_t^2}\right) + \left(\frac{Q x q}{e_t^2} + \frac{1}{2} \frac{x e - x q^2}{x e}\right) - \frac{1}{4} \times \left(\frac{x e + x q}{x e}\right)^2 \\ + \frac{(x d - x q)(x q + x e)^2}{(x d - x e) x e x q} \times \frac{\left(\frac{P x q}{e_t^2}\right)^2}{\left(\frac{P x q}{e_t^2}\right)^2 + \left(1 + \frac{Q x q}{e_t^2}\right)} = 0 \quad (1-6)$$

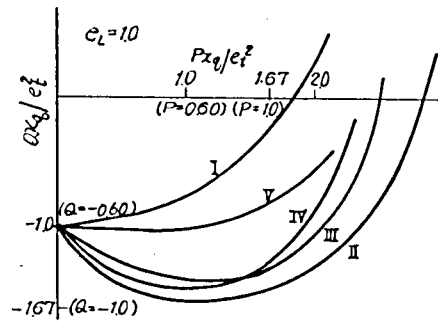
ここで e_t : 端子電圧

P : 発電機出力

Q : 発電機無効出力

モデル系統の数値を代入すると、図1-5曲線Ⅰがえられる。定格出力における進相運転領域の安定度余裕は小さく、ケーブル系統の多い都心部における深夜の電圧調整には大きな困難をともなう。

連続形AVRのゲイン $\mu = 10$ としたときの安定度限界を図1-5曲線Ⅱに示す。この曲線はアナログ計算機をもちいて試行錯誤法により得られたものであるが、次の1.3項においてのべるようにナイキスト線図を用いてもえられる。安定限界はAVRのない場合に比べ大巾に拡大される。安定度上での不安はなくなるわけであるが、実際の運転においてはAVRの故障による脱調の心配が残る。これに対しては常時定常安定度限界内にて運転し、AVRによつて常時の安定度余裕を増すという考えにもとづいて運用するのがよい。運転限界を決めるものは安定度そのものではなく、系統動揺時の電圧変動の大きさおよび継続時間である。これに対しては図1-6に示すように安定度余裕が増したことにより、電圧変動は早く減衰し、AVRによる改善効果は大きいといえる。



I : 定態安定度限界

II : 連続形 (磁気増幅器式) A V R をもちいたとき ($\mu=1.0$)

III : 不連続形 (B J 形) A V R をもちいたとき

($k_1=0.03$ $k_2=0.10$)

IV : " " ($k_1=0.03$ $k_2=0.20$)

V : " " ($k_1=0.03$ $k_2=0.05$)

図 1-5 動態安定度極限電力

次に、不連続形 A V R (B J 型) をもちいたときの安定度限界を検討する。非線型系となるため、系の安定性はじょう乱の大きさによつて大きく左右される。外乱として、無限大母線の電圧が 2 % 変動した場合の安定度限界を求め、その結果を図 1-5 の曲線 III、IV、V に示した。この安定度限界は k_1 、 k_2 の大きさによつて変わるだけでなく、外乱の大きさによつても変わる。 $P=1.00$ $Q=-0.60$ の場合について外乱の大きさ、 k_1 および k_2 の大きさの影響をしらべると表 1-1 のようになる。

表 1-1 不連続形 A V R による安定領域

	電圧変動 Δe_s	速応動作 k_2	積分動作 k_1
Δe_s	$\Delta e_s < 3.7\%$	0.10	0.03
k_2	2 %	$0.075 < k_2 < 0.35$	0.03
k_1	2 %	0.10	$k_1 < 0.05$

図 1-6 連発形AVRを用いたときの電圧変動波形

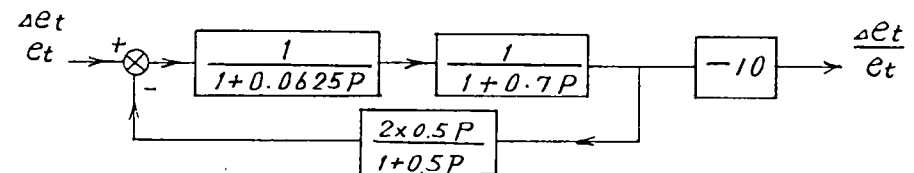
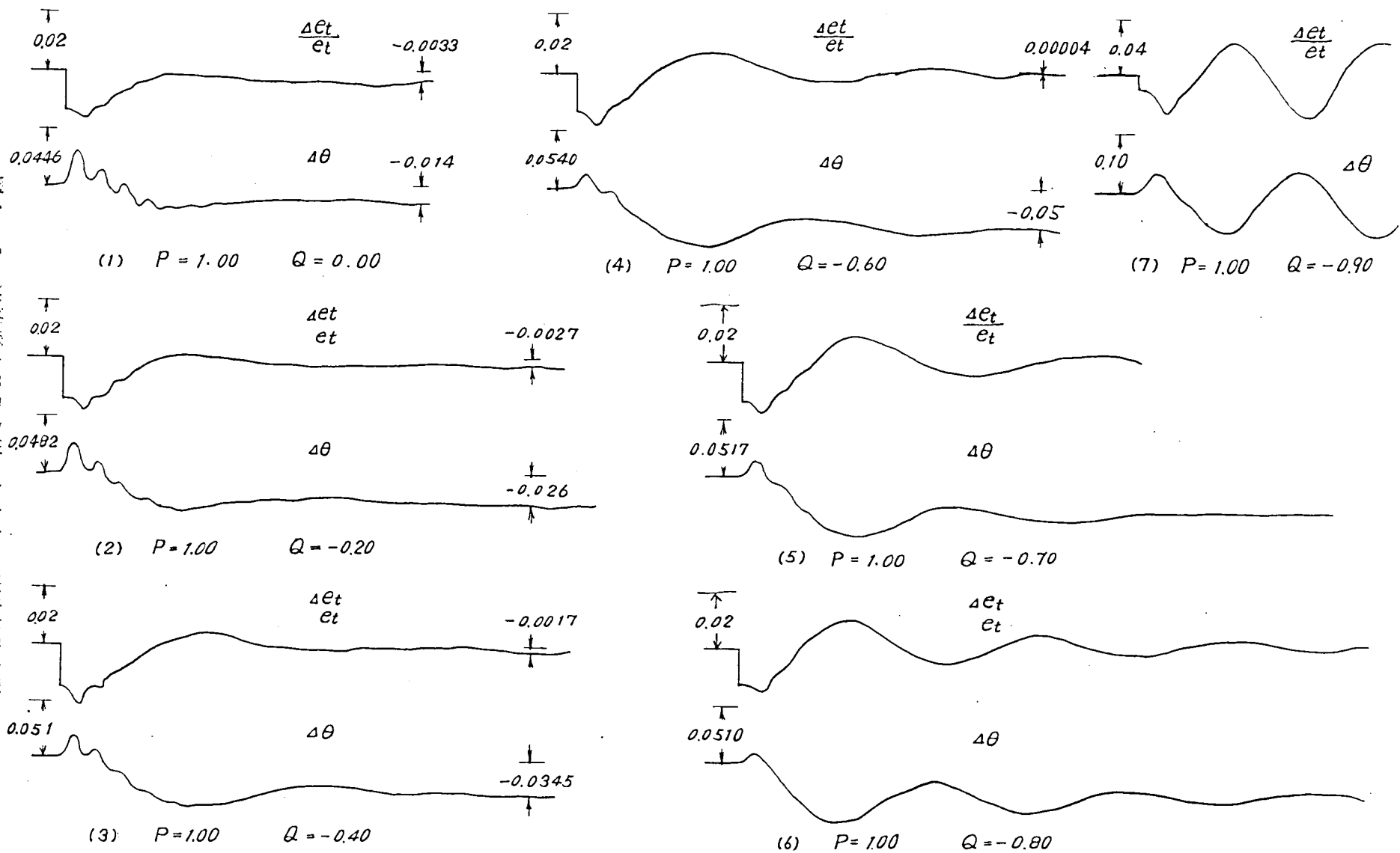
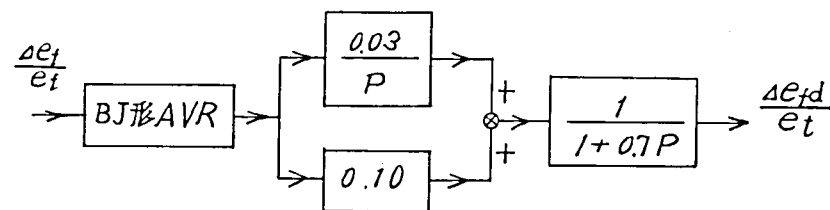
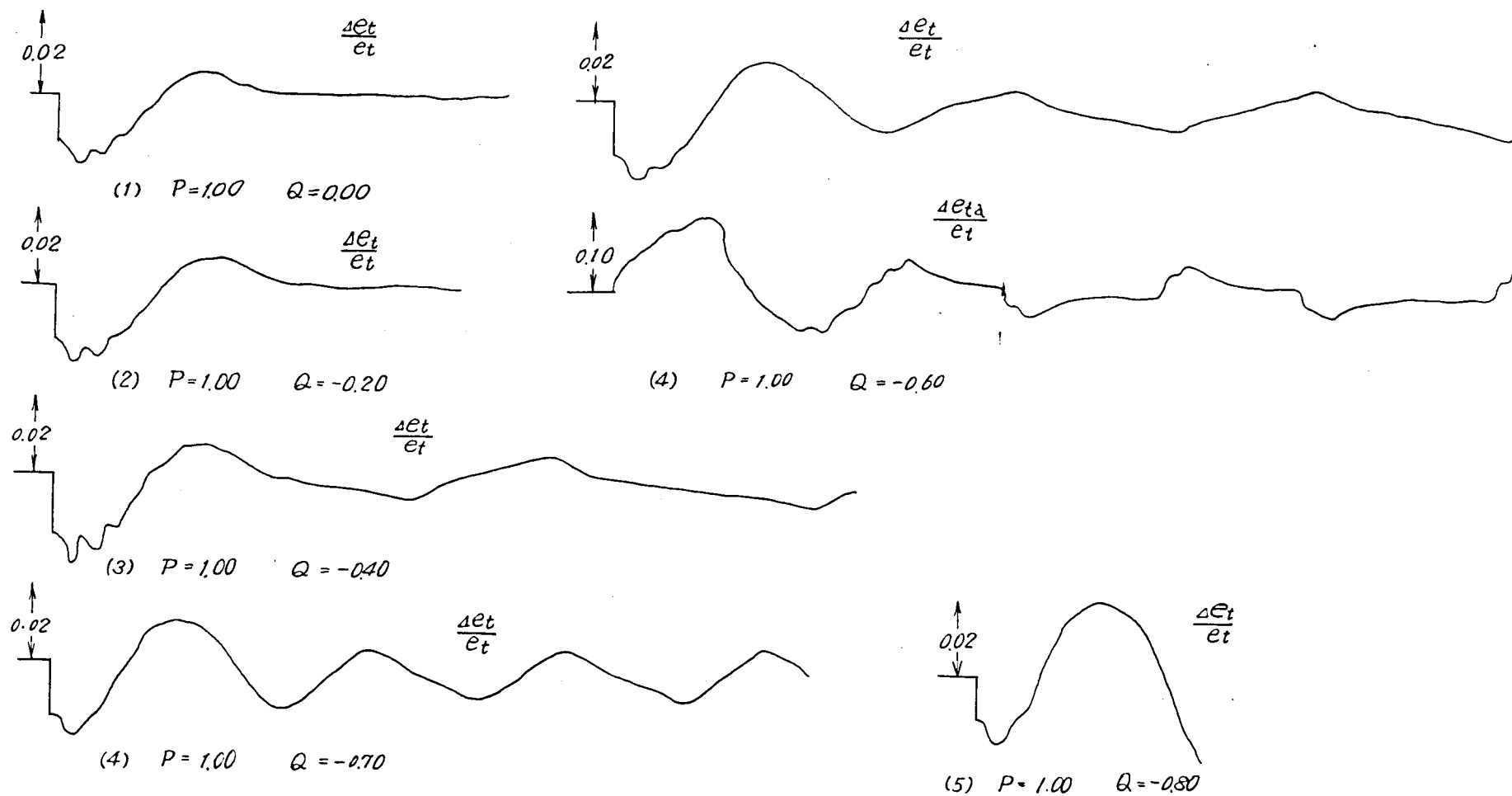


図 1-7 B J 形 AVR を用いたときの電圧変動波形
($\Delta e_s = -0.02$)



安定度増進に直接寄与しているのは速応動作ループであつて、この回路のゲインは大きすぎても小さすぎても良くない。適正値が存在する。図1-5において曲線Vは $k_2 = 0.05$ に対する安定限界を曲線III、IVはそれぞれ $k_2 = 0.10$ 、 0.20 に対する限界を示している。 $k_2 = 0.05$ は少しゲイン不足気味であつて、適正値は $k_2 = 0.10 \sim 0.20$ 近辺である。 k_2 をさらに大きくすれば安定限界はかえつて減小する。

1-3 AVRゲインと安定性

図1-2において $\Delta e_{fd} \rightarrow \Delta e_t$ の伝達関係を $G_0(p)$ と書き表わす。正常な運転状態(AVRなしで安定な範囲)においては、 $G_0(p)$ 自体が安定である。 $G_0(p)$ が不安定となつた場合に、帰還 $H(p)$ をほどこすことにより系全体を安定化することができる。 $G_0(p)$ が不安定となるのは

$$F_1(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{\frac{H}{\pi f} p + D}$$

$$F_2(p) = T_{so} + T_{so}' \frac{Tdz' p}{1 + Tdz' p}$$

とすると

$$1 + F_1(p) \cdot F_2(p) = 0 \quad (1-7)$$

が正の実数部をもつ根を有するためである (これは $T_{so} < 0$ となるためにおこる)。まず、 $F_1(p) \cdot F_2(p)$ のループの性質から検討する。

$$F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega) = \frac{T_{so} + T_{so}' \frac{j\omega Tdz'}{1 + j\omega Tdz'}}{j\omega \left(j\omega \frac{H}{\pi f} + D \right)}$$

のナイキスト線図を $P = 1.0$ 、 $Q = -0.6$ の場合について描けば、図1-8に示すようになる。

$F_1 \cdot F_2$ の分母は明らかに正の実数部を有する根を持たない。 $F_1 \cdot F_2$ の軌跡は $(-1, 0)$ の点を時計方向に1回まわっている。このことは、特性方程式 $1 + F_1 \cdot F_2 = 0$ が正の実数部を有する根を1個持っていることを示している。

すなわち、 $G_0(p)$ の分母が正の実数部を有する根を1個持つ。

帰還ループ $H(p)$ を入れたときの閉ループの式は

$$\frac{G_0(p)}{1 + G_0(p)H(p)} \quad (1-8)$$

ここで、 $H(p)$ の分母は正の実数部を有する根を持たない。〔 $H(p)$ はそれ自体安定である〕

$G_0(p)$ の分母はすでに示したように正の実数部を有する根を1個持っている。

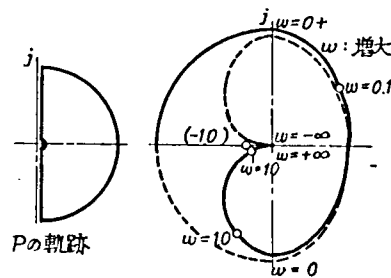


図1-8 $F_1(j\omega)F_2(j\omega)$ の軌跡

$$G_0(p) = \frac{G_2(p)}{G_1(p)}$$

$G_1(p), G_2(p)$: p の多項式

と書けるとき、(1-8)式で示される系が安定であるための必要かつ十分条件は

$$G_1(p) + G_2(p) \cdot H(p) = 0 \quad (1-9)$$

が正の実数部を有する根を持たないことがある。このためには、 $G_0(j\omega) \cdot H(j\omega)$ の軌跡が $(-1, 0)$ を反時計方向に1回まわればよい〔なぜならば、 $G_0(p)$ の分母が正の実数部を有する根を1個持っているから〕 $P=1.0$, $Q=-0.6$, $\mu=1.0$ の場合について、ナイキスト線図を書くと図1-9のようになる。 $1.67 < \mu < 2.94$ の範囲内においては、 $G_0(j\omega) \cdot H(j\omega)$ の軌跡は $(-1, 0)$ の点を1回反時計の方向に回る。したがってこの範囲の μ の値に対してこの系は安定である。それ以外の μ の値 $\mu < 1.67$, $\mu > 2.94$ に対しては系は不安定となる。アナログ計算機による結果では、 $\mu=1$ では振動を伴うことなく発散、 $\mu=5.0$ では発振した。

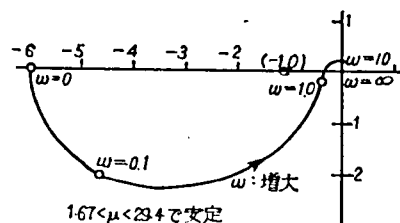


図 1-9 $G(j\omega) \cdot H(j\omega)$ の軌跡

2. 同期化および制動トルク係数

電力系統の安定度問題を考察するとき、同期機の同期化および制動トルク係数は基本的な要因である。励磁が一定である場合には、すでにいくつかの論文(24)(25)が発表されている。

電力系統の動揺の周波数は通常 1 Hz 前後であり、自動電圧調整器(AVR)の応答速度と同じ程度の周波数領域であり、その効果を無視することはできない。(26)(27)

動態安定度はここにおいて定義されたトルクを復元力とした振動の安定性の問題でありトルク係数の周波数応答をみることによって安定性の判定をおこなうことができる。(28)

2-1 考察系統および基本方程式

1機対無限大母線系統において考察する。

同期機の方程式は註)

$$\left. \begin{aligned} e_d &= p\psi_d - \omega\psi_q - r i_d \\ e_q &= p\psi_q + \omega\psi_d - r i_q \\ \psi_d &= G(p) E_f d - x_d(p) i_d \\ \psi_q &= -x_q(p) i_q \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

ここで $\omega = \omega_0 + p\theta = \omega_0(1 + s)$

θ : 基準軸よりの位相角のずれ

s : 速度偏差 (p.u.)

註) 第1章 (1-2)式 参照

励磁系としては、1 節に示した連綿形自動電圧調器を有するものを考える。

$$\Delta E_{fd} = H(p) \Delta e_t$$

$$e_t = \sqrt{e_d^2 + e_q^2}$$

$$H(p) = \mu \frac{H_1(p)}{1 + H_1(p) H_d(p)}$$

(2 - 2)

$$H_1(p) = \frac{1}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_{ex})}$$

$$H_d(p) = \frac{\mu_d p T_d}{1 + p T_d}$$

ここで記号は図 2 - 2 参照

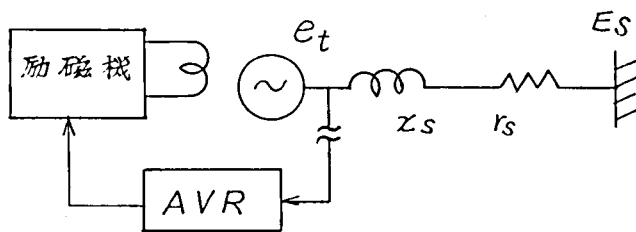


図 2 - 1

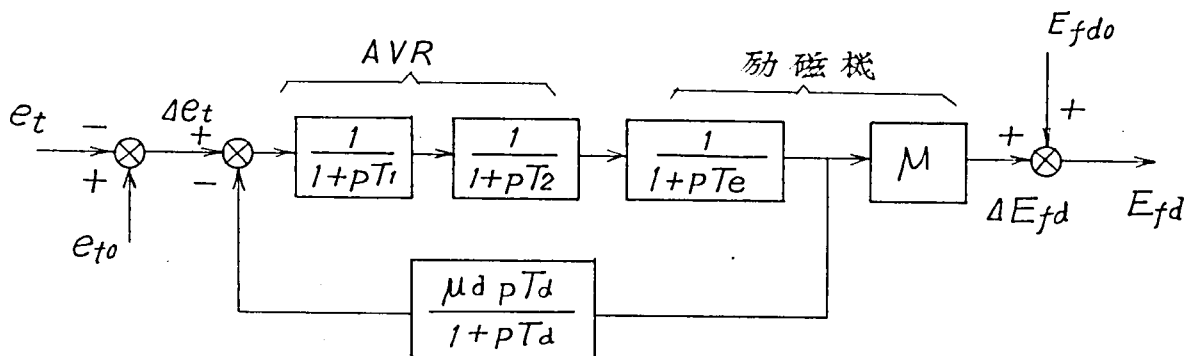


図 2 - 2 励磁系ブロック図

系統との連けいを示す式は

$$\left. \begin{aligned} e_d &= E_s \sin \theta = -\omega x_s i_q + (r_s + p x_s) i_d \\ e_q &= E_s \cos \theta = -\omega x_s i_d + (r_s + p x_s) i_q \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$

同期機の軸トルクの式は

$$T_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (2-4)$$

である。

微小変動を対象とし、これに対する 1 次近似式を作成する。なお電磁子軸の抵抗および過渡現象は無視して、定常変化によるインピーダンス変化の影響も無視する。

同期機

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_d &= -\omega_0 \Delta \psi_q \\ \Delta e_q &= \omega_0 \Delta \psi_d \\ \Delta \psi_d &= G(p) \Delta e_{fd} - x_d(p) \Delta i_d \\ \Delta \psi_q &= -x_q(p) \Delta i_q \end{aligned} \right\} \quad (2-5)$$

励磁系

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_{fd} &= H(p) \Delta e_t \\ \Delta e_t &= \begin{pmatrix} e_{do} \\ e_{to} \end{pmatrix} \Delta e_d + \begin{pmatrix} e_{qo} \\ e_{to} \end{pmatrix} \Delta e_q \end{aligned} \right\} \quad (2-6)$$

系統との連けい

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_d &= \sin \theta_0 \Delta E_s - E_{s0} \cos \theta_0 \Delta \theta = -\omega_0 x_s \Delta i_q \\ \Delta e_q &= \cos \theta_0 \Delta E_s + E_{s0} \sin \theta_0 \Delta \theta = \omega_0 x_s \Delta i_d \end{aligned} \right\} \quad (2-7)$$

以下においては無限大母線の電圧は変化ないとして $\Delta E_s = 0$ とする。

トルクの式

$$\Delta T_e = \psi_{do} \Delta i_q + i_{q0} \Delta \psi_d - \psi_{q0} \Delta i_d - i_{d0} \Delta \psi_q \quad (2-8)$$

2-2 同期化および制動トルク係数

同期機回転子軸トルクが位相角 θ および回転速度 $\dot{\theta}$ の関数

$$T = T(\theta, \dot{\theta})$$

として表わされるとき、同期化および制動トルク係数は次式によつて定義される。

$$\begin{aligned}\Delta T &= \frac{\partial T}{\partial \theta} \Delta \theta + \frac{\partial T}{\partial \dot{\theta}} \dot{\Delta \theta} \\ \text{同期化トルク係数} &: \frac{\partial T}{\partial \theta} \\ \text{制動トルク係数} &: \frac{\partial T}{\partial \dot{\theta}}\end{aligned}\quad (2-9)$$

動揺が周波数 $\omega_0 s$ の周期的変化であるとすれば

$$\begin{aligned}\Delta \theta &= \varepsilon j \omega_0 s t \quad \Delta H \\ \dot{\Delta \theta} &= j \omega_0 s \varepsilon j \omega_0 s t \quad \Delta(H)\end{aligned}$$

ここで $\Delta \theta$: 位相角の変化量, $\Delta(H)$: 位相角変化量の振幅となつて (2-9) 式は

$$\frac{\Delta T e}{\Delta H} = T_s(\omega_0 s) + j \omega_0 s T_d(\omega_0 s) \quad (2-10)$$

$$T_s(\omega_0 s) = \left[\frac{\Delta T e}{\Delta H} (j \omega_0 s) \right] \text{の実数部}$$

: 角周波数 $\omega_0 s$ における同期化トルク係数

$$T_d(\omega_0 s) = \left[\frac{\Delta T e}{\Delta H} (j \omega_0 s) \right] \text{の虚数部} / \omega_0 s$$

: 角周波数 $\omega_0 s$ における制動トルク係数

と表わすことができる。

(2-5) ~ (2-8) 式をもちいてトルク係数は次式によつて求める。

$$\begin{aligned}\frac{\Delta T e}{\Delta \theta} &= \psi_{d0} \frac{\Delta i_q}{\Delta \theta} + i_{q0} \frac{\Delta \psi_d}{\Delta \theta} - \psi_{q0} \frac{\Delta i_d}{\Delta \theta} - i_{d0} \frac{\Delta \psi_q}{\Delta \theta} \\ &= E_{s0} \left[\frac{\Delta i_d}{\Delta \theta} \sin \theta_0 + \frac{\Delta i_q}{\Delta \theta} \cos \theta_0 + i_{d0} \cos \theta_0 - i_{q0} \sin \theta_0 \right] \\ &\quad (2-11)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{\Delta i_d}{\Delta \theta} &= \frac{E_{s0} \sin \theta_0}{x_s + x_d(j\omega_0 s)} \\ &\quad \left\{ \frac{x_d(j\omega_0 s)}{x_s + x_d(j\omega_0 s)} \frac{e_{q0}}{e_t} \sin \theta_0 - \frac{x_q(j\omega_0 s)}{x_s + x_q(j\omega_0 s)} \frac{e_{d0}}{e_t} \cos \theta_0 \right\} E_{s0} G(j\omega_0 s) \\ &\quad \times H(j\omega_0 s) \\ &= \frac{x_s + x_d(j\omega_0 s) + x_s \frac{e_{q0}}{e_t} G(j\omega_0 s) H(j\omega_0 s)}{x_s + x_d(j\omega_0 s)}\end{aligned}\quad (2-12)$$

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta \theta} = \frac{\cos \theta_0}{x_s + x_q(j\omega_0 s)} E_{s0} \quad (2-13)$$

計算例を図 2-3 に示す。

ここで系統の定数は次のとおりである。

系統定数

系統リアクタンス : $x_e = 0.5 \text{ Pu}$ (192MVAベース)

周波数 : $f = 60 \text{ Hz}$

同期機定数

同期リアクタンス : $x_d = x_q = 1.67 \text{ Pu}$

過渡リアクタンス : $x_d' = 0.315 \text{ Pu}$

界磁時定数 : $T_{d0}' = 4.5 \text{ 秒}$

慣性定数 : $H = 3.5 \text{ 秒}$

制動係数 : $D = 0.008 \text{ Pu}$

連続形 AVR

時定数 : $T_1 = 0.0125 \text{ 秒}$ $T_2 = 0.05 \text{ 秒}$

ゲイン : $\mu = 0 \sim 30$

制動回路 : $\mu_D = 2$ $T_D = 0.5 \text{ 秒}$

励磁機

時定数 : $T_e = 0.7 \text{ 秒}$

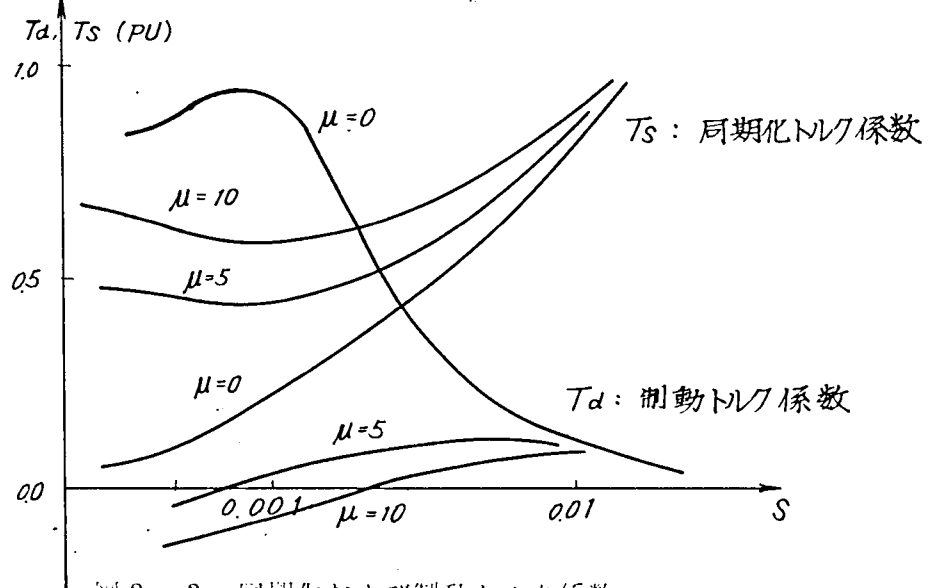


図 2-3 同期化および制動トルク係数

$$\begin{aligned}\text{運転条件} \quad e_{to} &= 1.0, \quad i_o = 1.0 \\ \cos\theta_o &= 0 \\ \sin\theta_o &= 1.0\end{aligned}$$

系統定数トルク係数は運転条件によつて異なるが、ここで示したのは発電機内部位相角と無限大母線電圧の位相差が 90° 、すなわち、定態安定度限界における値である。励磁制御系の効果により同期化トルク係数は増す。A V R のゲイン $\mu = 0$ のとき定態的には $T_s = 0$ となり、安定限界にあり、ゲインを $\mu = 1.0$ とすることによつて $T_s > 0$ となり、系が安定化することを示している。制動トルク係数は逆に A V R ゲインをあげることにより減少しているが、系の動揺周期 $s = 0.02$ の近傍においては $T_d > 0$ でありこの系は動態的に安定であることが予想される。動態安定度と A V R のゲインの関係において、系が不安定となる場合、ゲイン μ が小さいと単調発散、すなわち $T_s < 0$ 、ゲイン μ が大きいと振動的に発散、すなわち $T_s > 0, T_d < 0$ となることを示している。A V R の効果が顕著となってくるのは $\mu = 1.0$ のとき $s < 0.01$ (6 Hz) の周波数領域である。

2-3 同期化および制動トルク係数の周波数特性による動態安定度の計算法

制御系の特性が動態安定度の増進に大きな効果を有することは1節においてのべたとおりである。変動は微小量と考え機器の特性は線型化する。このようにすれば系の特性式は通常線型定数係数の常微分方程式となり、その安定性は特性根の実数部の符号によつて判定される。系がむだ時間要素を含むときには特性方程式は線型であるが超越関数となり、その特性根をすべて求めることは困難である。

さらにオン・オフ制動などの非線型特性に対しては記述関数^{註)}をもちいて系を線型化し、安定性の検討をおこなうことができるが、このときも特性式は代数方程式になるとはかぎらない。このようなときにはナイキストの判定法をもちいるのがよい。電力系統の特性に注目し、ナイキストの判定法を利用した動態安定度の簡略計算法についてのべる。

註) Describing Function

考慮する系統は図 2-1 に示したと同じ 1 機対無限大母線系統である。 一種態安定度の基本方程式は 1 節にものべたが、(2-5)、(2-6)、(2-7)、(2-8) 式および発電機回転子の運動方程式

$$\frac{H}{\pi f} p^2 \Delta\theta = \Delta T_M - \Delta T_e \quad (2-14)$$

ここで ΔT_M : 原動機トルクの変化

以下の議論においては $\Delta T_e = 0$ とする。

である。

(2-5) ~ (2-8) 式および (2-14) 式をとりて $\Delta\theta$ に関する式を求めると

$$\left\{ \frac{H}{\pi f} p^2 + K(p) \right\} \Delta\theta = 0 \quad (2-15)$$

となる。 $K(p)$ は $\Delta T_e / \Delta\theta$ なる伝達関数、すなわちトルク係数であつて p の有理式とは限らない。

$p = j\omega$ とおけば $K(p)$ の周波数特性が計算できる。

$$K(j\omega) = S(\omega) + j\omega D(\omega) \quad (2-16)$$

$S(\omega)$: 同期化トルク係数

$D(\omega)$: 制動トルク係数

特性方程式は

$$Mp^2 + K(p) = 0 \quad (2-17)$$

ここで $M = \frac{H}{\pi f}$

である。 この特性根の実数部がすべて正でないならば、この系は安定である。この判定を正確におこなうにはナイキストの方法によらなければならないが、電力系統の特性に注目すると、系が不安定となるのはつぎの 2 つの場合に分けて考えることができる。

1) 単調に発散

同期化トルク係数が $\omega = 0$ において負、すなわち

$$S(0) < 0 \quad (2-18)$$

ii) 振動的に発散

系の固有振動数において制動トルク係数が負となる、すなわち

$$-M\omega_0^2 + S(\omega_0) = 0$$

$$D(\omega_0) < 0 \quad (2-19)$$

$S(\omega)$, $D(\omega)$ は実関数であり、しかも (2-19) の第1式を満足する ω_0 は実数である。超越方程式の実根を求めることは困難ではない。

ナイキストの方法においては

$$\frac{K(p)}{M p^2}$$

の軌跡が $-1 + j0$ を反時計方向に回る数 $[R]$ と正の実数部をもつ極の数 $[P]$ とが等しいときに安定と判定される。 $K(j\omega)$ の代表的な軌跡と $K(j\omega)/M(j\omega)^2$ の軌跡およびナイキストの判定結果との関係およびさきに示した判定法との対応を図2-4に示す。

$M p^2 + K(p) = 0$ の固有振動数と $-M\omega^2 + S(\omega) = 0$ より求めた振動数は少し食い違うが $p = \sigma + j\omega$ の実数部 σ の絶対値が小さいときにはほぼ一致する。電力系統においては一般に σ は小さい。

$\frac{K(p)}{M(p)}$ の軌跡が複雑な極相を呈するとき (2-18), (2-19) 式による判定法では誤ることもある。図2-4(c) がそれである。

$$S(0) > 0$$

$$\text{かつ } -M\omega_0^2 + S(\omega_0) = 0$$

$$D(\omega_0) > 0$$

}

であるにもかかわらず、ナイキストの判定では不安定である。図2-4より修正された動態安定度計算のフロー・チャートとして図2-5が得られる。

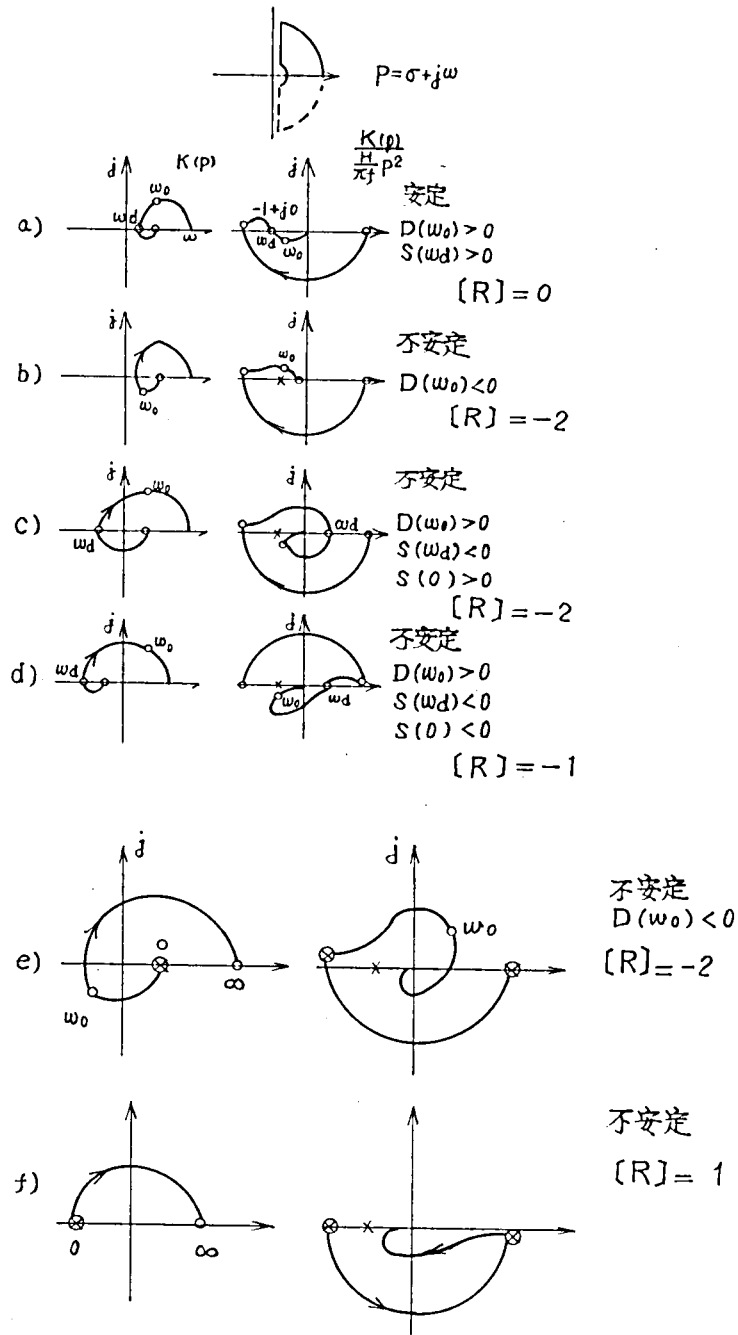


図 2-4 トルク係数周波数特性と系統の安定性

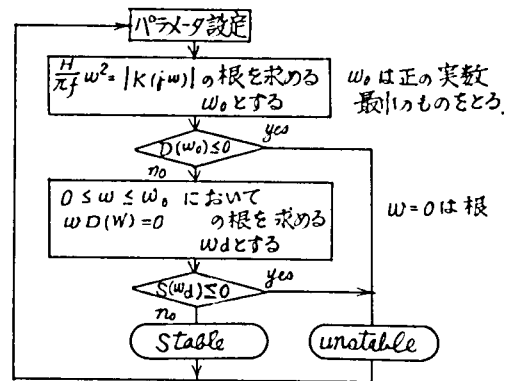


図 2-5 動態安定度計算フロー・チャート

3. 同期機等価インピーダンス

同期機の等価回路の表現として、対象とする現象の周波数領域に着目し、

遅い現象に対し 同期リアクタンス (x_d , x_q)

中位の現象に対し 過渡リアクタンス (x_d' , x_q')

速い現象に対し 次過渡リアクタンス (x_d'' , x_q'')

が一般にもちいられていることはすでに第 1 章においてのべたとおりである。さらにこの中間の領域における現象を論ずるときには演算子インピーダンス $x_d(p)$ の周波数特性より中間値を採用することにより、実測値とよく一致する簡略計算が可能であることものべた。

この考えを励磁制御系を有する同期機の等価回路に適用する。

3-1 等価インピーダンス

A V R は端子電圧を検出し、基準電圧との偏差を信号として動作するものである。この端子電圧の変化は発電機が接続された系統の状況によって定まる。無限大母線にリアクタンス x_s をもって接続された系統について考える。

基本方程式は (2-5), (2-6), (2-7) 式によつて与えられる。

等価インピーダンスを次式によつて定義する。

$$\left. \begin{aligned} x_{de}(p) &= \frac{\Delta \psi_d}{\Delta i_d} = \left(\frac{\Delta \psi_d}{\Delta \theta} \right) / \left(\frac{\Delta i_d}{\Delta \theta} \right) \\ x_{qe}(p) &= \frac{\Delta \psi_q}{\Delta i_q} = \left(\frac{\Delta \psi_q}{\Delta \theta} \right) / \left(\frac{\Delta i_q}{\Delta \theta} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

(2-5) ~ (2-7) 式をもちいて次式が求まる。

$$\begin{aligned} x_{de}(p) &= \frac{E_s \sin \theta_o}{\left(\frac{\Delta i_d}{\Delta \theta} \right)} - x_s \\ x_d(p) &= H(p) G(p) \frac{e_{do}}{e_{to}} \frac{x_s x_q(p) \cos \theta_o}{x_s + x_q(p) \sin \theta_o} \\ 1 - H(p) G(p) \left\{ \frac{e_{qo}}{e_{to}} - \frac{e_{do}}{e_{to}} \frac{x_q(p) \cos \theta_o}{x_s + x_q(p) \sin \theta_o} \right\} & \quad (3-2) \\ x_{qe}(p) &= \frac{E_s \cos \theta_o}{\left(\frac{\Delta i_q}{\Delta \theta} \right)} - x_s \\ &= x_q(p) \end{aligned}$$

横軸リアクタンスは励磁系の影響は受けない。これは励磁巻線が直軸にのみ存在することより明らかである。直軸等価リアクタンスの計算例を図3-1に示す。系統定数は2節のモデル系統と同じである。またこの等価リアクタンスは運転条件によつても異なる。ここに示したのは定態安定度限界、すなわち、発電機内部位相角と無限大母線電圧の位相差が 90° における値である。

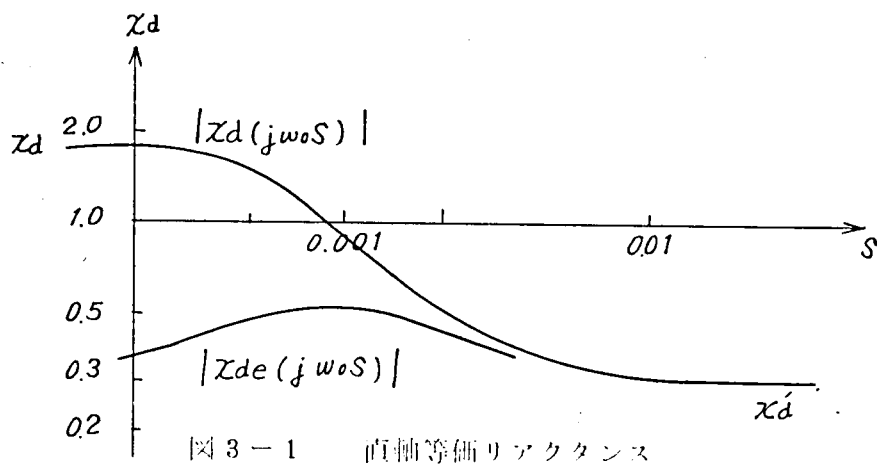


図3-1 直軸等価リアクタンス

3-2 等価インピーダンスによる動態安定度の計算法

動態安定度の増進に励磁系特性が寄与することは1節および2節2-3項において述べ、その計算法としてシミュレーションによる方法と同期化および制動トルク係数をもちいた方法との2つを示した。しかし、解はいずれも解析的ではなくその算出しに大きな労力を必要とする。

等価インピーダンスをもちいれば安定度限界を示す式を解析的に求めることができる。動態安定度限界曲線を与える式

$$\begin{aligned} & \left(\frac{P x q}{e t^2} \right)^2 + \left(\frac{Q x q}{e t^2} - \frac{1}{2} \frac{x q - x s}{x s} \right)^2 - \frac{1}{4} \left(\frac{x q + x s}{x s} \right)^2 \\ & + \frac{(x d e - x q)(x q + x e)^2}{(x d e + x s) x s x q} \times \frac{\left(\frac{P x q}{e t^2} \right)^2}{\left(\frac{P x q}{e t^2} \right)^2 + \left(1 + \frac{Q x q}{e t^2} \right)^2} = 0 \quad (3-3) \end{aligned}$$

において $x d e$ に励磁系の制御効果を考慮に入れた等価インピーダンスをもちいる。

計算例を図3-2に示す。

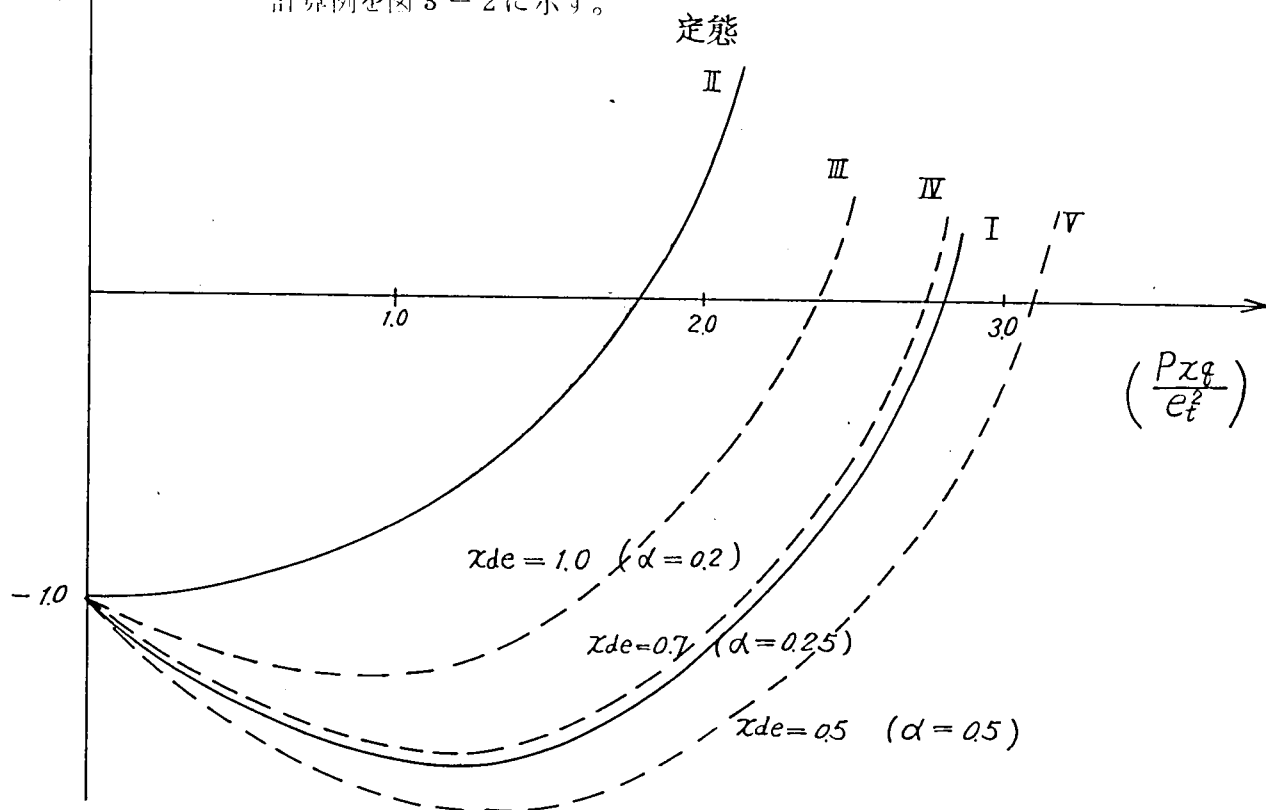


図3-2 等価インピーダンスによる動態安定度計算

$$x_{de} = \alpha x_d + (1 - \alpha) x_d'$$

曲線 I : シシレーションによつて得られたもの

曲線 II : 定態安定度限界

曲線 III : 動態安定度限界 $x_{de} = 1.0$ ($\alpha = 0.2$)

曲線 IV : " $x_{de} = 0.7$ ($\alpha = 0.25$)

曲線 V : " $x_{de} = 0.5$ ($\alpha = 0.5$)

α は励磁制御系の効果を示す係数でその値は前節においてのべたように系統動揺の周波数によつてきまる。動態安定度限界の動揺周波数は通常 0.5 Hz 近辺であり、これに対応する値は図 3-1 より $x_{de} = 0.7$ すなわち $\alpha = 0.25$ であり、動態安定度計算例とよく一致している。

4. 過渡安定度

系統に対する同期機の同期化トルクは近似的には

$$T_s = \frac{E_1 E_2}{x} \sin \theta$$

ここで E_1 : 同期機内部電圧

E_2 : 系統電圧

θ : E_1 と E_2 との位相差

x : 同期機と系統インピーダンスの和

であらわされ、過渡安定度はほぼ T_s に比例するとみてよい。励磁系応答速度を高くとり、事故除去後の同期機内部電圧 E_1 を大きくすれば過渡安定度を大いに改善できると予想される。AVRの速応比、励磁機頂上電圧、発電機界磁時定数が過渡安定度極限電力におよぼす影響について検討する。

4-1 モデル系統と系統の方程式

モデル系統は図 4-1 に示す系統で、発電機は 400 MVA、送電線は 275 kV 200 km を想定している。初期潮流条件としては、送電端、受電端における

電圧が 1.0 Pu となるような潮流。故障条件としては、故障点：山側 F 点、故障形態：3 相短絡 (3 L)、2 線地絡 (2 L G)、故障時間：6 ~ 12 サイクル (0.1 ~ 0.2 秒)、無電圧時間：18 サイクル (0.3 秒)、再閉路方式：3 相再閉路を想定した。

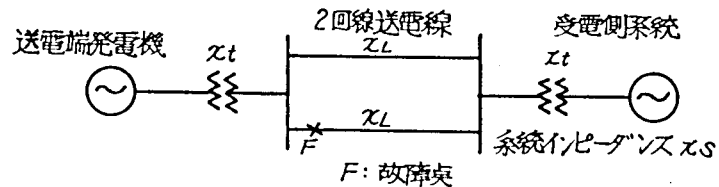


図 4-1 モデル系統 (過渡安定度)

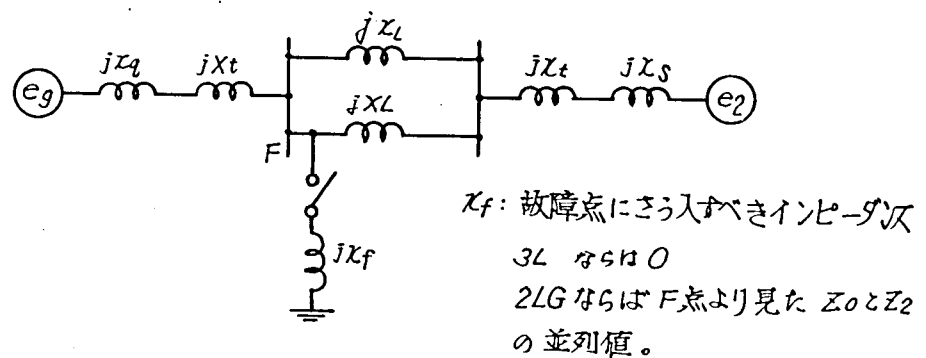


図 4-2 故障時等価回路

送電系統定数

正相、逆相 $x_{L1} = 0.4 \text{ Pu}$

零相 $x_{L0} = 1.2 \text{ Pu}$

機器定数

送電端発電機

同期リアクタンス $x_d = 1.2 \text{ Pu}$

$x_q = 0.70 \text{ Pu}$

過渡リアクタンス $x_d' = 0.30 \text{ Pu}$

界磁時定数 $T_{do}' = 5 \sim 10 \text{ 秒}$

慣性定数 $H = 4.5 \text{ 秒}$

定格力率 $PF = 0.90$

励磁機

頂上電圧 $e_{fd} = 3.0 \sim 6.0 \text{ P u}$

受電端（無限大母線）

系統インピーダンス $x_e = 0.1 \text{ P u}$

変圧器（送、受電端とも）

インピーダンス $x_t = 0.1 \text{ P u}$

突極性を有する発電機を含んだ系統の方程式は次のようになる。 系統の等価回路は図4-2である。

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{1}{1 - \frac{x_q - x_d'}{z_{11}}} \left(\frac{e_{q'}}{z_{11}} - \frac{e_{2q}}{z_{12}} \right) \\ i_q &= \frac{e_{2d}}{z_{12}} \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

$$\left. \begin{aligned} e_{dt} &= i_q (x_q + x_t) \\ e_{qt} &= e_{q'} - i_d (x_d' + x_t) \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

$$\left. \begin{aligned} e_t &= \sqrt{e_{dt}^2 + e_{qt}^2} \\ e_q &= e_{q'} + (x_q - x_d') i_d \\ T_{do}' \frac{de_{q'}}{dt} + [e_{q'} + (x_d - x_d') i_d] &= e_{fd} \\ \frac{de_{fd}}{dt} &= \begin{cases} Re_{fdr} & \dots \dots \dots e_t < 1.0 \\ 0 & \dots \dots \dots e_t = 1.0 \\ -Re_{fdr} & \dots \dots \dots e_t > 1.0 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

$$\left. \begin{aligned} T_e &= i_q e_q \cdot \frac{H}{\pi f} \cdot \frac{ds}{dt} - T_e - T_m \\ \frac{de_{2d}}{dt} &= -s e_{2q}, \quad \frac{de_{2q}}{dt} = s e_{2d} \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

ただし

z_{11}, z_{12} : 図4-2の等価回路において e_q と e_2 との間の駆動点および伝達インピーダンス

$$s = 1 - \frac{1}{2\pi f} \frac{d\theta}{dt} \quad : \text{無限大母線に対する発電機のすべり}$$

f : 系統の周波数

R : 励磁系速応比

e_{fdr} : 励磁機定格電圧

T_e : 発電機出力

T_m : 発電機への入力

4-2 速応比、励磁機頂上電圧、発電機界時定数の影響

過渡安定度と励磁系応答特性との関係を図4-3に示す。

図4-3(a)は3相短絡時の過渡安定度である。山側F点において3Lが発生し、0.1秒で故障回線しや断、無電圧時間0.3秒で再閉路したときの過渡安定極限電力を示す。図4-3(b)は2線地絡時の過渡安定度である。山側F点において2LGが発生、0.1~0.2秒で故障除去、無電圧時間0.3秒で再閉路したときの極限電力を示す。

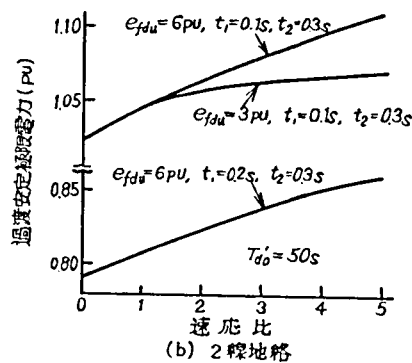
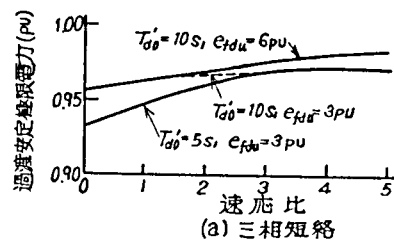


図4-3 過渡安定度と速応比

以上の計算結果より、故障除去時間、故障形態にかかわらず次の結論がえられる。

- (1) 速応比は安定度にあまり影響しない。速応比を 1.0 P u 増しても極限電力は 1 ~ 2 % 程度しか増さない。
- (2) 励磁機頂上電圧 e_{fd} の影響もごく小さい。速応比の小さいところではその影響は全くないといってもよい。速応比のきわめて高いところでも、頂上電圧を 1.0 P u 高めることにより極限電力を 1 % 程度しか増すことができない。
- (3) 界磁時定数 T_{do}' の影響もきわめてわずかである。速応比の小さいところでは T_{do}' の大きい方がかえって安定度が高い。これは T_{do}' が小さいと故障時間中における界磁磁束の減少が大きく、故障除去後速応比が小さいために磁束が回復しないのに対し、 T_{do}' が大きければ、故障時間中における磁束の減少が小さく結果として故障後の磁束が大きいためである。

すなわち、故障形態、故障除去時間にかかわらず A V R の速応比、発電機の界磁時定数、励磁機頂上電圧の過渡安定度におよぼす効果はきわめて小さい。

以上の結果に対し考察を加える。

突極機のトルク T_e は x_d' の背後の起電力を $e_{q'}$ とすれば、

$$T_e = \frac{e_{q'} e^2}{x_d' + x_e} \sin \theta + \frac{e^2 (x_d' - x_q)}{2 (x_d' + x_e) (x_q + x_e)} \sin 2\theta \quad (4-5)$$

で与えられる。したがって $e_{q'}$ をみれば A V R の効果、 T_{do}' の影響を知ることができる。

$e_{q'}$ は (4-3) 式、すなわち

$$T_{do}' \frac{de_{q'}}{dt} + [e_{q'} + (x_d - x_d') i_d] = e_{fd}$$

で与えられる。これに

$$i_d = \frac{e_{q'} - e_{2q}}{x_e + x_d'}$$

を代入すると

$$T_{dz}' \frac{de_{q'}}{dt} + e_{q'} = e_{fd} \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d} + \frac{x_d - x_d'}{x_e + x_d} e_{2q}$$

$$T_{dz}' = T_{do}' \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d}$$

Δt における $e_{q'}$ の増分 $\Delta e_{q'}$ は、

$$\Delta e_{q'} \approx \left(e_{fd} \frac{x_e + x_d'}{x_e + x_d} + \frac{x_d - x_d'}{x_e + x_d} e_{2q - e_{q'}} \right) \frac{\Delta t}{T_{dz}'} \quad (4-6)$$

となる。

三相短絡中は $x_e = 0$, $e_{2q} = 0$ であるから、

$$e_{fd} < \frac{x_d}{x_d'} e_{q'}$$

であれば T_{dz}' の大きいほうが $\Delta e_{q'}$ の減分が小さいため、安定度上有利となる。 e_{fd} の初期値は 1.7 pu 程度、右辺の値は 4.5 pu 程度である。

故障除去時間を、 $t_1 = 0.15$ s とすると、速応比が

$$\left(\frac{x_d}{x_d'} e_{q'} - e_{fd} \right) \frac{t_1}{2} + 2 \approx 18.6$$

以下ならば、 T_{dz}' すなわち T_{do}' の大きいほうが有利、速応比は 18.6 などの大きい値はとれないから、故障中は T_{do}' の大きいほうが有利である。

故障除去以後について考えれば、 $x_e = 0.6$, e_{2q} は $120 \sim 140^\circ$ 程度まで動揺することを考えると、 $e_{2q} \approx -0.75$ pu 程度は考える必要がある。ゆえに

$$0.5 e_{fd} + 0.5 e_{2q} - e_{q'} > 0$$

すなわち

$$e_{fd} > 2 e_{q'} - e_{2q} \approx 3.0$$

ならば T_{dz}' の小さいほうが $\Delta e_{q'}$ の増分が大きいから有利である。これを速応比からみれば、速応比がほぼ 2 以上であれば 0.5s 以後において T_{dz}' の小さいほうが有利となる。

以上を総合すると、故障中は T_{do}' の大きいほうが有利、故障除去後もしばらくは T_{do}' の大きいほうが有利であるが、まもなく T_{do}' の小さいほうが有利となる。すなわち T_{do}' はあまり安定度に関係しない。数値計算結果もこれを裏書きしている。

5. 負荷しや断時の機圧上昇

長距離送電線の受電端において負荷しや断がおこなわれたときには、発電機端子電圧は負荷電流の減磁作用による降下分の消滅だけでなく、発電機速度上昇、送電線充電電流による電圧上昇も加わり、相当高い値となつて絶縁をおびやかすこととなる。励磁系の速応比を高めることによって電圧上昇を抑制することが期待される。

5-1 モデル系統と系統方程式

対象とした系統は図5-1に示すものである。発電機は長距離送電線を通して電力を送つており、受電側系統内事故により、受電端においてしや断されたとする。

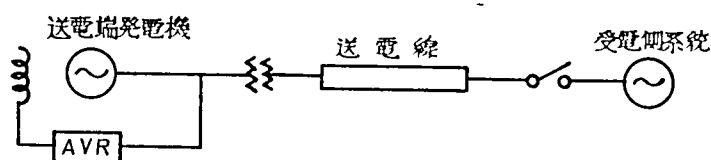


図5-1 モデル系統（機圧上昇）

解析にあたつては次の仮定を用いた。

- (1) 発電機は飽和を考慮し、次過渡効果、固定子抵抗、固定子側過渡現象は無視する。
- (2) 変圧器は飽和を考慮し、損失は無視する。
- (3) 送電線は等価コンデンサで表わし、損失は無視する。
- (4) 発電機速度上昇（周波数の上昇）は考慮する。
- (5) 励磁系の特性は速応比で表わす。

磁気飽和のような非線形特性が存在するときは、厳密には線形変換である $d-q$ 成分への変換は行えないのであるが、第一近似として線形の場合と同様 $d-q$ 変換は可能であるとし、飽和は d 軸においてのみ生じ、 q 軸では生じないものとする。系統の抵抗分を無視すれば負荷しや断後には零力率となり、 d 軸分についてだけ考えればよいことになる。図5-1の系統について次の方程式がなりたつ。

同期機

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= x_t i_d + f \{ x_{ad} (i_{fd} - i_d) \} \\ \psi_{ad} &= f \{ x_{ad} (i_{fd} - i_d) \} - x_{fd} i_{fd} + \psi_{fd} \\ e_{fd} &= r_{fd} i_{fd} + p \psi_{fd} \\ e_q &= \psi_d p \theta \end{aligned} \right\} \quad (5-1)$$

励磁回路

$$e_{fd} = e_{fdo} - e_{fdr} R t \quad (5-2)$$

ただし e_{fdo} : e_{fd} の $t=0$ における値, e_{fdr} : 同期機定格運転状態における励磁機電圧, R : 速応比

変圧器および送電線

$$\left. \begin{aligned} e_q &= \phi_d p \theta \\ \phi_d &= g(X_{tex} i_{tex}) \\ e_q &= (x_t p \theta - \frac{1}{y_c p \theta}) i_{cd} \\ i_d &= i_{tex} + i_{cd} \end{aligned} \right\} \quad (5-3)$$

記号の説明

ϕ : 磁束, x : リアクタンス, I, i : 電流, r : 抵抗, e : 電圧, y : サセクタンス, θ : 回転子回転角, $p = \frac{d}{dt}$: 微分演算子, f, g : 磁気飽和による非線形特性

添字の説明

d, q : 直軸および横軸回路, t : 変圧器, i : 相れ分, ex : 励磁成分, fd : 界磁回路, c : 充電容量

次に、発電機に負荷 $P + jQ$ がかかっている状態を考える。

$$\left. \begin{aligned} P &= e_{do} i_{do} + e_{qo} i_{qo} \\ Q &= e_{qo} i_{qo} - e_{do} i_{do} \\ e_{qo} &= \psi_{do} \\ e_{do} &= \psi_{qo} \\ \psi_{do} &= -x_{ido} + \psi_{ado} \end{aligned} \right\} \quad (5-4)$$

$$\left. \begin{aligned}
 \psi_{ado} &= f\{x_{ad}(i_{fdo} - i_{do})\} \\
 \psi_{qo} &= -x_t i_{qo} + \psi_{aqo} = -x_q i_{qo} \\
 \psi_{fdo} &= \psi_{ado} + x_{fd} i_{fdo} \\
 e_{fdo} &= r_{fd} i_{fdo}
 \end{aligned} \right\} (5-5)$$

以上の(5-1)～(5-5)式により、出力 $P + jQ$ で運転中の同期機が、負荷しや断により無負荷送電線を充電するときの等価回路が得られ、図5-2のようになる。負荷しや断後の現象を、しや断前の定常状態の値よりの偏差をとって考えると、図5-3に示す構成図が得られる。

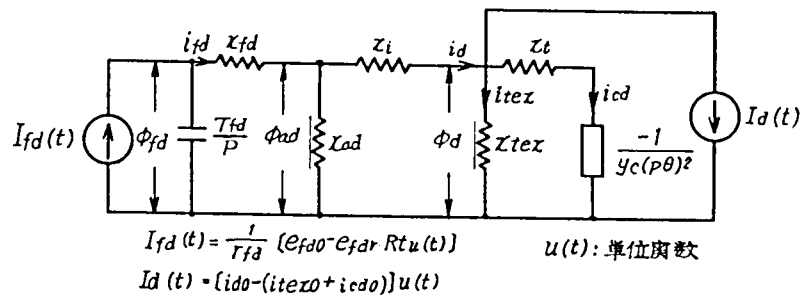


図5-2 負荷しや断前後の等価回路

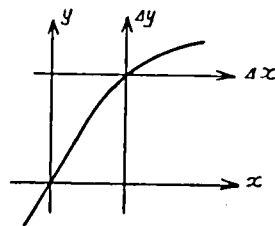
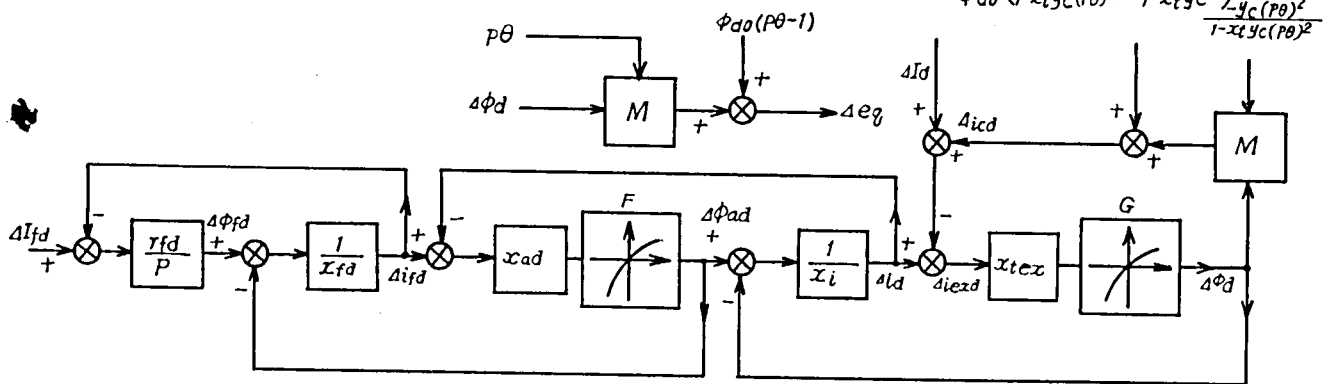


図5-3 負荷しや断時における同期機の構成図

計算にもちいた系統定数は次のとおりである。

同期機

定格力率 0.90

同期リアクタンス $x_d = 1.20$ (定格電圧において)

$x_q = 0.70$ (定格電流において)

無負荷飽和特性を図 5-4 (a)に示す。

過渡リアクタンス $x_d' = 0.30$ (定格電圧において)

次過渡リアクタンス $x_d'' = 0.20$ (定格電圧において)

界時定数 $T_{do}' = 3.0 \sim 10.0s$

慣性定数 $H = 4.5$

励磁回路

速応比 $R = 0.5 \sim 3.0$ の範囲を考える。

変圧器

短絡インピーダンス $x_t = 0.10$

励磁インピーダンス $i_{tex} = i_{tex0} \varepsilon^{10(\phi-1)\log 2}$

(電圧 10% 上昇に対して励磁電流 2 倍)

$i_{tex0} = 0.02$

無負荷飽和特性を図 5-4 (b)に示す。

送電線の充電容量 230 kV 級の送電線の充電容量は、約 180 kVA/km — 1 回線であるから 100 MVA, 230 kV を基準として単位法で示せば

150 km 1 回線では $y_c = 0.27$

150 km 2 回線では $y_c = 0.54$

負荷条件 しゃ断前の負荷としては、定格 kVA, 力率遅れ 0.90 および 0.80 とする。

速度上昇 多くの実測例を参照して、定格負荷しゃ断時の速度上昇は、

$$p\theta = 2\pi f(1 + \alpha t)$$

$$\alpha = 0.1 \quad 0 < t < 2s$$

とした。

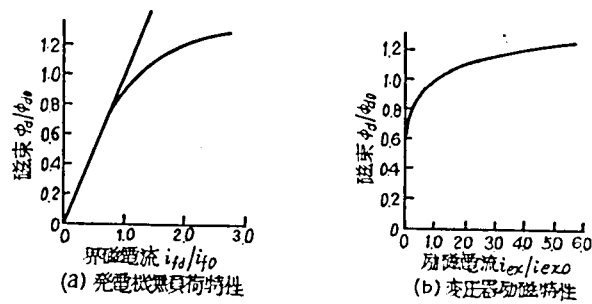


図 5 - 4

5 - 2 機圧上昇と励磁系の特性

負荷しや断前の機圧を 1.0 pu とし、機圧上昇に対する A V R の速応比，界磁時定数、送電線充電容量および磁気飽和の影響を検討した結果を図 5 - 5 (a)，(b)，(c)，(d) に示す。

- (1) A V R の速応比の影響 図 5 - 5 (a) に示すように A V R の電圧抑制効果は大きいですが、速応比 R の値は電圧抑制に関するかぎり 2.0 以上にしても意味がない。
- (2) 界磁回路時定数の影響 開路時の界磁時定数 T_{d0}' を変えても、機圧上昇にはあまり影響しない。これは磁気飽和によりみかけの時定数が変わるためと考えられる。
- (3) 送電線の充電容量の影響 y_c の影響は大きく、 y_c と $x_d + x_t$ とが共振状態に近くなれば、機圧上昇は 50% 以上にもなる。しかし発電機および変圧器の飽和のため共振にはいたらない。
- (4) 磁気飽和の影響 電圧が非常に高くなれば、磁気飽和による電圧抑制効果は大きくなる。
- (5) 速度上昇の影響

$$\Delta e_q = \Psi_{d0} (p\theta - 1) + \Delta \Psi_{dp} \theta$$

より明らかなように、機圧は速度上昇にはほぼ比例して上昇する。

- (6) 切間の負荷状態 遅相電力が大きいほど減磁作用が大きく、負荷しや断時の

上昇も大きい。

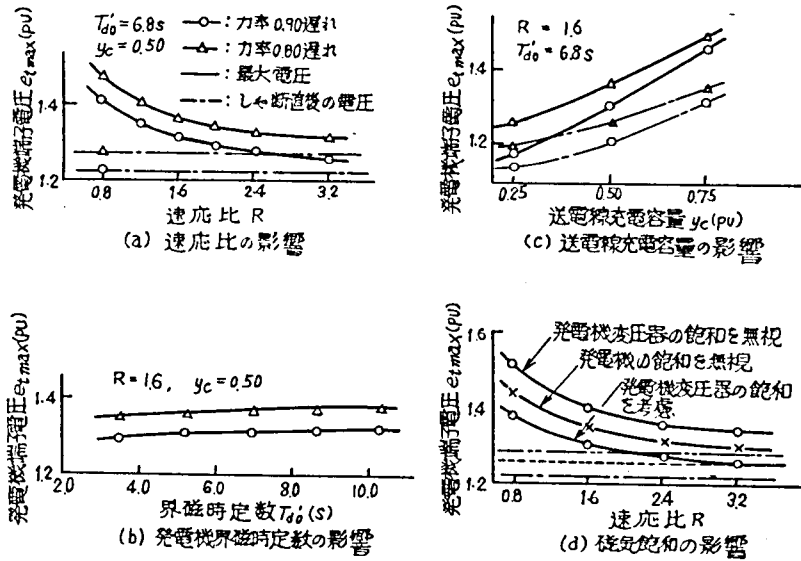


図 5-5 負荷しや断時の機圧上昇

励磁制御系は同期機の特性に大きな影響を与え、系統の安定性に大きな効果を有している。自動電圧調整器の本来の目的は定電圧を維持することであるが、この機能の附随的な所産として、いくつかの系統安定性向上の効果が得られる。

- (1) 励磁系応答特性を適切にえらぶことによつて動態安定度限界が大きく増進される。
- (2) 励磁系応答ゲインをあげると同期化トルクが増す。このために定態的には不安定な系統が安定化される。通常、制動トルク係数は減小する。したがつてゲインを高くとりすぎると系は振動的に不安定となる。
- (3) 同期化および制動トルク係数の周波数応答特性式をもちいて動態安定度の判定をおこなうことができる。この方法はシミュレーションによることなく非線型特性を含む場合に対しても適用可能である。
- (4) 励磁制御系は同期機の直軸インピーダンスを等価的に減小させる効果を有している。対象とする現象の周期に相応した等価インピーダンスを選ぶことにより、動態安定度、電圧変動問題等の簡略計算がおこなえる。

- (5) 過渡安定度に対する励磁系応答特性の影響は充電機界磁時定数が大きく、これによつて減殺され、顕著な効果はない。
- (6) 負荷しや断時には充電機電圧は電機子反作用の消滅、送電線充電容量の影響、充電機速度上昇の影響を受け異常に高くなる。これを抑制することは自動電圧調整器本来の目的である。

第3章 電力系統の安定度におよぼす要因

電力系統規模の拡大とともに発電機とくに火力発電所タービン発電機の大形化が進められている。発電機大容量化の利点は単位容量当りの重量の軽減によるコストの低下および輸送費、建物費の軽減、発電効率の向上による燃料費の低減にある。しかしながら、単位容量当りの小型化は発電機インピーダンス（自己容量ベース）の増大慣性定数の減少をまねき系統運用上、安定度が弱くなつて、これが重大關心事となつてくる。⁽²⁹⁾ さらに公害問題、用地問題、立地条件等のため設置点が負荷中心点より遠く長距離送電線を経て主系統に接続されるという系統構成になり、さらに安定度が苦しくなつてきた。安定度増進策としては(1)保護リレーの高速化(2)送電線の増設および高電圧階級の採用(3)直列コンデンサの適用(4)並列リアクトルの適用(5)発電機励磁系高速制御(6)タービン调速系高速制御(7)制動用抵抗の適用(8)電源制限等多くの方策が提呈され、⁽³⁰⁾その効果についての検討がなされている。しかしこれらの考察は個々の問題についてシミュレーションによつてなされたものであるこの問題を解析的に解明するため簡略化された2機系モデルに対し、安定度を表わす尺度として、安定度余裕指数⁽³¹⁾を定義し、各パラメータによるこの指数の変化を調べることにより、安定度におよぼす各種要因の影響を求める。さらにシミュレーションによつて実系統に対して検討を加え計算例によつて上記指数による考察が正しいことを示す。

1. 電力系統の安定限界式

近時大容量火力発電所、原子力発電所が比較的長距離の線路を経て、里側大系統中心点へ単独で結ばれる系統状態が増えてきている。これは公害問題、用地問題、立地条件等によるものであるが、この場合比較的長い線路に大電力を乗せるため、安定度が問題となつてくる。

そこでこのような大容量発電所を図1-1のように2機系モデルで表わし、里側系統を無限大母線として扱うこととする。

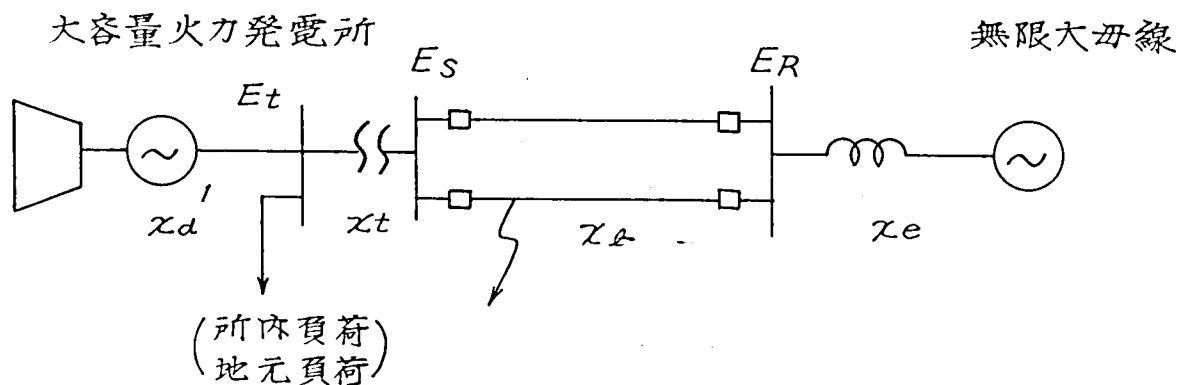


図-1-1 モデル系統

モデル系統を簡単に

$$\left. \begin{aligned} \frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{dt^2} &= P_m - P_e \\ P_e &= \frac{E_1 E_2}{X} \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

ことで

H : 慣性定数	P_m : 機械入力
f : 基準周波数	P_e : 電気出力
E_1 : 発電機内部電圧	
E_2 : 無限大母線電圧	
X : 伝達インピーダンス	
$X = x_d + x_t + x_l + x_e$	
θ : 発電機内部位相角	

なる式で表わし、3相短絡、1回線しや断、無曲有路の場合の現象を(θ 、 ω)なる位相面上に表示する。

(1) 故障前

機械入力 P_m と電気出力 P_e とは平衡しており位相面 θ は一定である。速度変化はない。

$$\left. \begin{aligned} \frac{E_1 E_2}{X_1} \sin \theta_{10} &= P_m \\ \omega_{10} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

ここで

$$\dot{\omega} = \frac{d\theta}{dt}, \quad X_1: \text{故障前の伝達インピーダンス}$$

故障前の点 $(\theta_{10}, 0)$ は安定平衡点である。

(2) 故障中

発電端 3 相短絡時には電気出力は零となる。機械入力是一定とすれば、この期間内における発電機位相面の変化は次式で表わされる。

$$\frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{dt^2} = P_m \quad (1-4)$$

発電機は加速し、位相面上においては初期状態 $(\theta_{10}, 0)$ より放物線状に移動する。

$$\theta - \theta_{10} = \frac{1}{2} \frac{H}{\pi f} \frac{1}{P_m} \omega^2 \quad (1-5)$$

この状況を図 1-2 の C_F で示す。

(3) 故障後

故障除去後、伝達インピーダンスは X_2 となる。

このときの方程式は

$$\frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{X_2} \sin \theta = P_m \quad (1-6)$$

となり、故障除去の瞬間における状態が (θ_0, ω_0) であったとすれば、それ以後発電機の状態は次式で与えられる軌跡をたどることとなる。

$$\frac{1}{2} \frac{H}{\pi f} (\omega^2 - \omega_0^2) = P_m (\theta - \theta_0) + \frac{E_1 E_2}{X_2} (\cos \theta - \cos \theta_0) \quad (1-7)$$

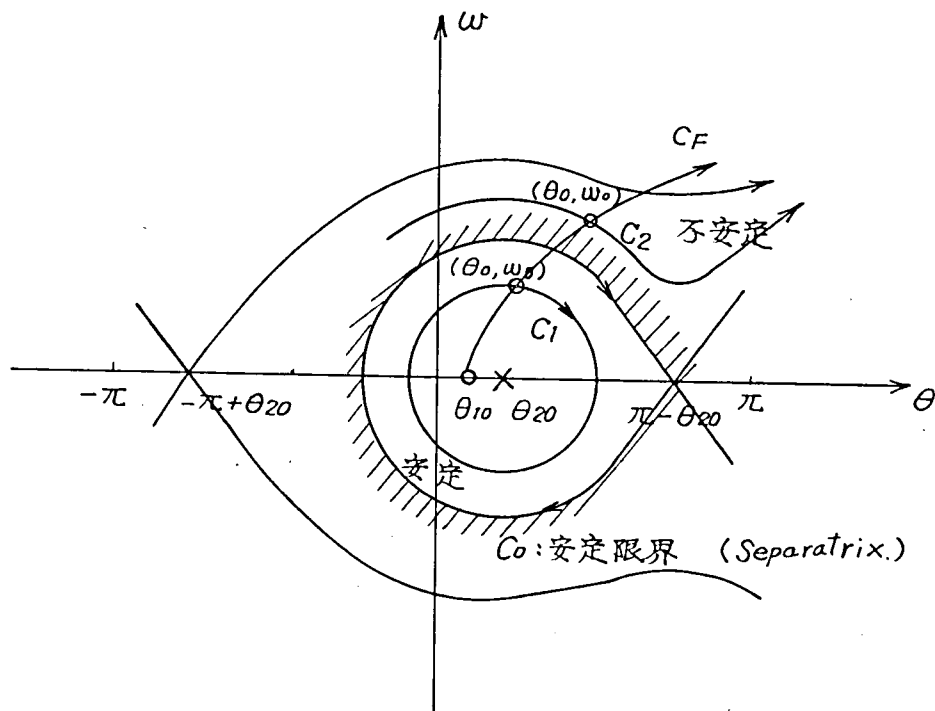


図 1-2 発電機状態変化の位相面による表示

第 1 段動揺の安定度について議論する。故障除去後系が安定であるならば、その平衡点は $(\theta_{20}, 0)$ である。

$$-\frac{E_1 E_2}{X_2} \sin \theta_{20} = P_m \quad (1-8)$$

もう 1 つの平衡点 $(\pi - \theta_{20}, 0)$ は鞍点となり不安定である。この点を通る軌跡すなわち Separatrix が安定限界を示す。

$$\frac{H}{2\pi f} \omega^2 = P_m (\theta - \pi + \theta_{20}) + \frac{E_1 E_2}{X_2} (\cos \theta - \cos \theta_{20}) \quad (1-9)$$

$$\text{ここで } \theta_{20} = \sin^{-1} \left(-\frac{X_2}{E_1 E_2} P_m \right)$$

$$\cos \theta_{20} = \sqrt{1 - \left(-\frac{X_2}{E_1 E_2} P_m \right)^2}$$

故障除去の瞬間において状態 (θ_0, ω_0) が、Separatrix の中にあれば系は安定であり、安定平衡点 $(\theta_{20}, 0)$ のまわりを回ることになる。(図 1-2、曲線 C_1)。通常、系の制動効果(エネルギー損失)のため $(\theta_{20}, 0)$ に収束する。逆

に、故障除去の瞬間において状態点が Separatrix の外にあれば一旦は減速し、 $(\pi - \theta_2, 0, 0)$ に近づくが、再び加速して平衡点より離れ不安定となる (図 1-2、曲線 C_2)。

2. 電力系統の安定度余裕指数

電力系統においては故障中に、故障により生じた入出力の不均衡によって、発電機は加速される。故障が除去された時点における系の状態のエネルギーは系の平衡状態に対し故障期間中の加速による運動エネルギーとその間の変位による位置のエネルギーだけ増加している。この値が大きくなり限界値を越えれば系は不安定となる。第 1 段動揺の安定度に対しては、発電機への入力変化は小さくまた系の損失は重要な意味をもたないため、これを無視し、系をエネルギー保存系まで簡略化して考察することができる。このような系に対し、位相面解析法を適用すれば発電機動揺の軌跡は閉曲線となつて等エネルギー面を表わす。このエネルギー準位と安定限界曲線との差を系の安定性を表わす尺度として導入し、安定度余裕指数と定義する。

2-1 安定度余裕指数

前節 (1.7) 式で与えられる曲線は等エネルギー面を表わしている。曲線 C_1 と C_2 とのエネルギー準位の差は、ポテンシャル・エネルギーが等しい。すなわち、位相角 θ が等しい点における運動エネルギーの差として求めることができる。

$$\Delta E = \frac{1}{2} \frac{H}{\pi f} (\omega_2^2 - \omega_1^2) \quad (2-1)$$

ここで

ω_2 : 点 X_2 における ω の値

ω_1 : 点 X_1 における ω の値

故障中における発電機の状態は曲線 C_F にそつて移動する。点 X_1 の状態に達したとき故障が除去されたとする。このときのエネルギー準位 E_1 と安定限界曲線 C_0 のエネルギー準位 E_0 との差をとり、これを安定度余裕指数と定義する

$$G = E_0 - E_1$$

(2 - 2)

$$= -\frac{1}{2} - \frac{H}{\pi f} (\omega_0^2 - \omega_1^2)$$

ここで

ω_0 : 点 X_0 における ω の値

ω_1 : 点 X_1 における ω の値

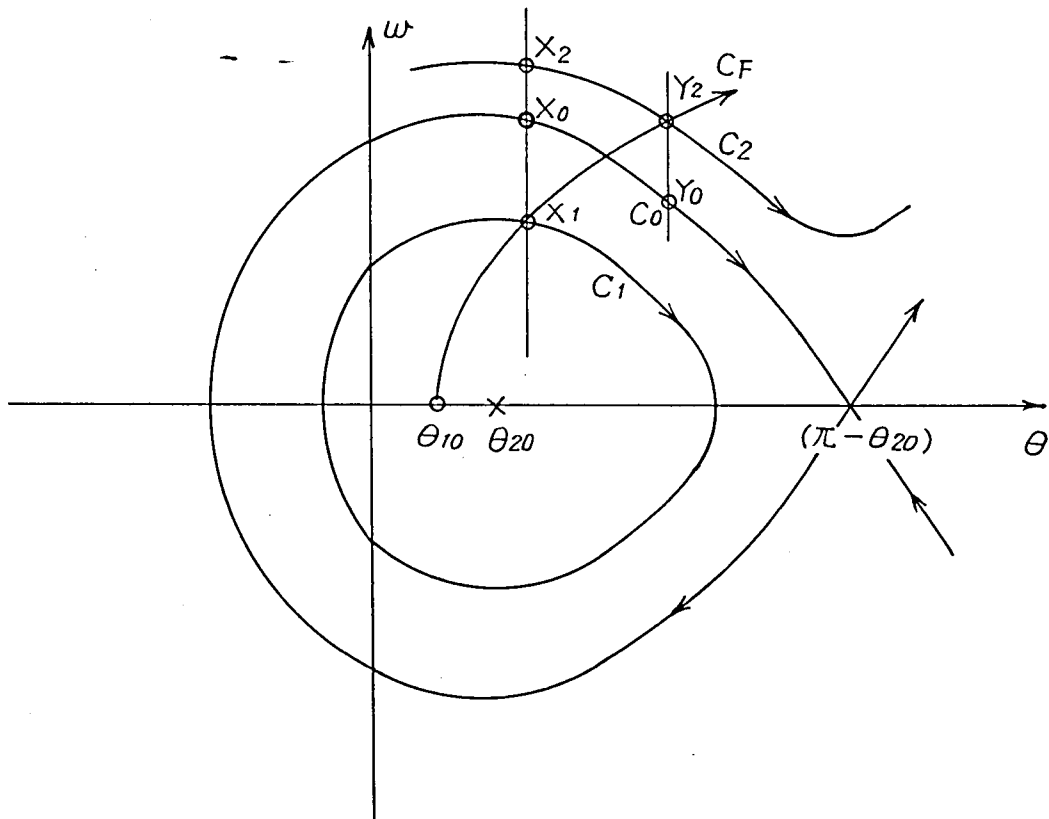


図 2 - 1 安定度余裕指数

故障継続時間を τ とすれば ω_1 の値は (1 - 4) 式より求められる。

$$\omega_1 = \frac{\pi f}{H} P_m \tau \quad (2 - 3)$$

したがって

$$\frac{H}{2\pi f} \omega_1^2 = \frac{\pi f}{2H} P_m^2 \tau^2 \quad (2 - 4)$$

一方、この時点すなわち X_1 における位相角 θ の値は

$$\theta = \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \theta_1 \quad (2 - 5)$$

ここで $\theta_{10} = \sin^{-1} \left(\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right)$

X_0 における位相角もこの値に等しい。

X_0 は安定限界曲線 C_0 上にある。したがって ω_0 の値は (1-9) 式に (2-5) 式の θ を代入して得られる。

$$\begin{aligned} \frac{H}{2\pi f} \omega_0^2 = & P_m \left(\frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \theta_{10} - \pi + \theta_{20} \right) \\ & + \frac{E_1 E_2}{X_2} \left[\cos \left(\frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \theta_{10} \right) - \cos \theta_{20} \right] \end{aligned} \quad (2-6)$$

ここで $\theta_{20} = \sin^{-1} \left(\frac{X_2}{E_1 E_2} P_m \right)$

したがって安定度余裕指数は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} G = & \frac{1}{2} \frac{H}{\pi f} (\omega_0^2 - \omega_1^2) \\ = & \frac{E_1 E_2}{X_2} \left[\cos \left(\frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \theta_{10} \right) + \cos \theta_{20} \right] \\ & - P_m (\pi - \theta_{10} - \theta_{20}) \end{aligned}$$

すなわち

$$\begin{aligned} G = & P_m \left[\sin^{-1} \left(\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) + \sin^{-1} \left(\frac{X_2}{E_1 E_2} P_m \right) - \pi \right] \\ & + \frac{E_1 E_2}{X_2} \left[\cos \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) \right\} + \right. \\ & \left. \cos \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{X_2}{E_1 E_2} P_m \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2-7)$$

安定度余裕指数 G が正であれば系は安定、負となれば不安定となる。その大きさを安定度の測度としてもらうことができる。すなわち、 G の値が大きければ十分な余裕をもって安定、小さな値であれば余裕は無く危険な状態であると考へねばならない。

2-2 安定度余裕指数に影響をおよぼす要因

安定度余裕指数 G には次のパラメータが含まれている。

慣性定数	H
機械入力	P_m
発電機内部電圧	E_1
受電端電圧	E_2

事故前伝達インピーダンス	X_1
事故後	" X_2
故障除去時間	τ

これらのパラメータに対する G の変化の様相を知ることによって、系統安定度に対するこれら要因の効果が明らかとなり、系統計画、運用に際して有用な指針を得ることができる。

図 2-2 に示すモデル系統について G の値の計算例を示す。故障点は A および B、3 相地絡発生 τ sec 後に故障除去、無再閉路とする。系統定数は次の値を基準とする。

$$H = 3.5 \text{ sec}$$

$$E_1 = 1.1 \text{ Pu}$$

$$E_2 = 0.92 \text{ Pu}$$

$$X_1 = 0.703 \text{ Pu}$$

$$X_2 = 0.703 \text{ Pu} \quad (\text{故障点 A}), 0.908 \quad (\text{故障点 B})$$

$$P_m = 0.825 \text{ Pu}$$

$$\tau = 0.1 \text{ sec}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

計算ケースと対応する図番号を表 2-1 に、安定度余裕指数 G に及ぼす各要因の効果を図 2-3 ~ 2-7 に示す。

(1) 機械入力 P_m の影響

機械入力 P_m すなわち初期出力と安定度余裕の関係は図 2-3 に示されている。安定限界出力は図より故障 A に対して

$$P_m = 1.08 \text{ Pu}$$

である。 P_m を 0.1 Pu 変えることにより G は約 0.2 Pu 変化する。この関係はほぼ直線的である。

(2) 慣性定数 H の影響

慣性定数 H を 10 % 小さくすれば、安定度余裕は 0.02 Pu 小さくなる。(図 2-4) この値は安定限界出力 0.01 Pu の減少に相当する。すなわち慣性

定数の変化は系統安定度に対して大きな効果を持たない。近年、発電機冷却方式の進歩により大容量化にもかかわらず、機械の体格はそれほど大きくはならない。したがって単位慣性定数 H は小さくなる傾向にあるが、その過渡安定度におよぼす効果は小さい。発電機の大容量化にともなう問題となるのは過渡リアクタンス x_d' の増大である、この効果については次に示す。

(3) 伝達インピーダンス X_1 、 X_2 の影響

伝達インピーダンスの変化は G の変化に大きな影響をもっている。(図 2-5) X の 10 % の増加に対して G の値は 0.25 Pu 減小する。これは安定限界出力 0.125 Pu の減小に相当する。

伝達インピーダンスはモデルの単純な系統においては次式で与えられる。

$$X = x_d' + x_t + x_l + x_s$$

ここで x_d' : 発電機過渡リアクタンス
 x_t : 送電端変圧器リアクタンス
 x_l : 送電線リアクタンス
 x_s : 受電端短絡リアクタンス

発電機の大容量化とともに x_d' が大きくなり、安定度をおびやかすことになる。これを直接補償する手段として直列コンデンサの採用等が考えられるが、次に示す発電機内部電圧の制御、故障除去時間の短縮も合わせて考慮すべきである。

(4) 発電機内部電圧 E_1 の影響

発電機内部電圧 E_1 を 10 % 増せば安定度余裕 G は 0.20 Pu 増す。これは安定限界出力 0.10 Pu の上昇に相当する。

送電線充電容量を並列リアクトルによつて補償し、発電機遅相無効出力を増して内部電圧を高くすることによる安定度改善効果が大きいことを示している。

このことは一方、強力な励磁制御系の採用により、事故後の内部電圧を高めることによる効果が期待できるかにみえるが、第 2 章 4 節において示したように界磁回路時定数が大きく、短時間内に内部電圧を高めることが困難なため、これによる安定度向上効果は小さい。

(5) 故障除去時間 τ の影響

故障除去時間 1 サイクルの短縮により、安定度余裕は 0.10 Pu、安定限界電力に換算して 0.05 Pu の向上が期待される。

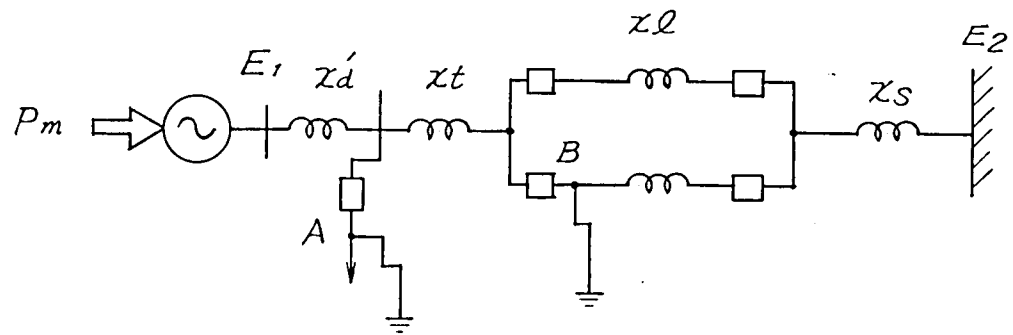


図 2-2 モデル系統

表 2-1 安定度余裕指数に対する各種要因の影響検討ケース

要 因	基 準 値	図 番 号
発電機出力 P_m	0.825	2-3
慣性定数 H	3.5 sec	2-4
伝達インピーダンス (事故前) X_1	0.703	2-5
伝達インピーダンス (事故後) X_2	0.703 (A点故障) 0.908 (B点故障)	2-5
発電機内部電圧 E_1	1.1	2-6
受電端電圧 E_2	0.92	
故障除去時間 τ	0.1 sec	2-7

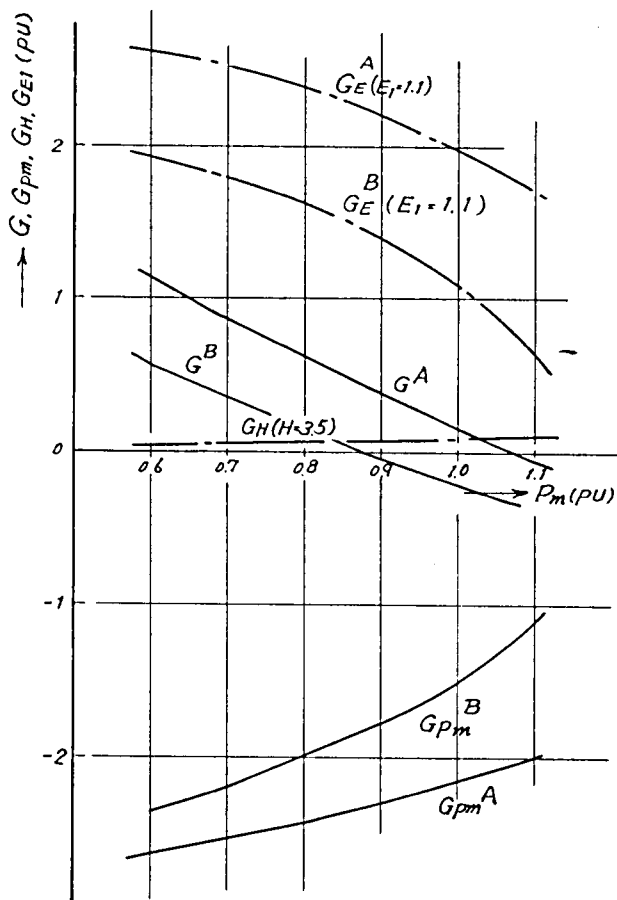


図 2-3 機械入力 P_m の影響

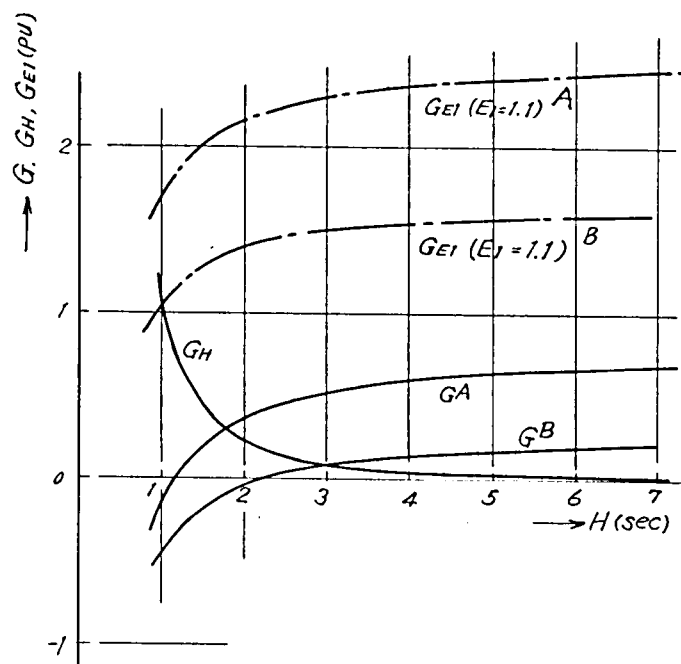


図 2-4 慣性定数 H の影響

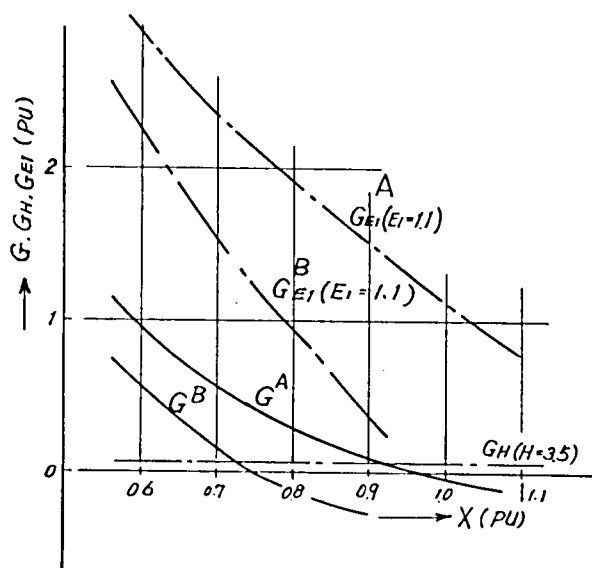


図 2-5 過渡インピーダンス X_1 の影響

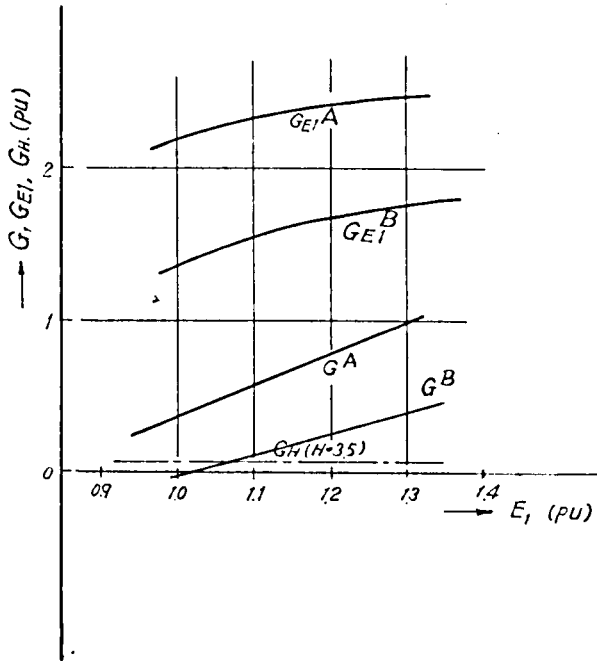


図 2-6 発電機内部電圧 E_1 の影響

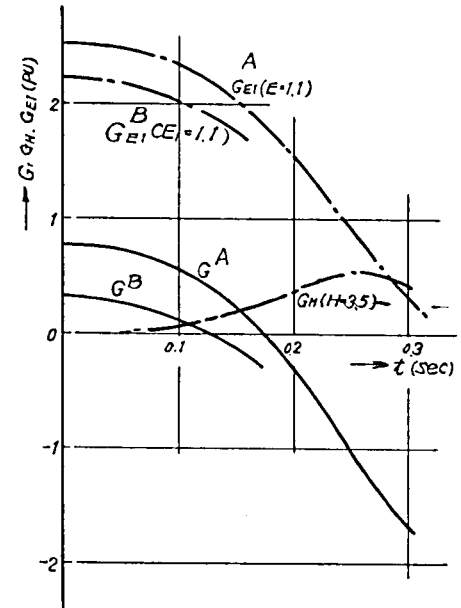


図 2-7 故障除去時間 τ の影響

2-3 安定度余裕の感度係数

安定度余裕指数 G の系統パラメータ H 、 P_m 、 E_1 等に関する偏微分係数について考察する。これらの係数はそれぞれのパラメータの安定度に対する感度を示すと解釈される。

$$\begin{aligned}
 G_H &\triangleq \frac{\partial G}{\partial H} \\
 &= -\frac{\pi f}{2} \frac{P_m}{H^2} \left(-\frac{E_1 E_2}{X_2 P_m} \right) P_m \tau^2 \sin \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(-\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) \right\} \\
 G_{P_m} &\triangleq \frac{\partial G}{\partial P_m} \\
 &= \sin^{-1} \left(-\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) + \sin^{-1} \left(\frac{X_2}{E_1 E_2} P_m \right) - \pi \\
 &\quad + \left(\frac{P_m X_1}{E_1 E_2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left(-\frac{P_m X_1}{E_1 E_2} \right)^2}} \\
 &= \left(-\frac{E_1 E_2}{X_2 P_m X_1} \right) \left(\frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 \right) \sin \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(-\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) \right\}
 \end{aligned} \tag{2-8}$$

$$= \left(\frac{E_1 E_2}{X_2 P_m} \right) \left(\frac{P_m X_1}{E_1 E_2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{P_m X_1}{E_1 E_2} \right)^2}} \sin \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) \right\} \quad (2-9)$$

$$\begin{aligned} G_x &\triangleq \frac{\partial G}{\partial x} \\ &= \frac{P_m}{X_2} \left(-\frac{X_2 P_m}{E_1 E_2} \right) \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right)^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_2 P_m}{E_1 E_2} \right)^2}} \right) \\ &\quad - \left(\frac{P_m}{X_2} \right) \left(-\frac{E_1 E_2}{X_2 P_m} \right) \left[\cos \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right) \right\} + \cos \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{X_2 P_m}{E_1 E_2} \right) \right\} \right] \\ &\quad + \left(\frac{P_m}{X_2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right)^2}} \sin \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right) \right\} \end{aligned} \quad (2-10)$$

$$\begin{aligned} G_{E_1} &\triangleq \frac{\partial G}{\partial E_1} \\ &= - \left(\frac{P_m}{E_1} \right) \left(-\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right)^2}} \\ &\quad + \left(\frac{P_m}{E_1} \right) \left(-\frac{E_1 E_2}{X_2 P_m} \right) \left[\cos \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right) \right\} + \cos \left\{ \sin^{-1} \left(-\frac{X_2 P_m}{E_1 E_2} \right) \right\} \right] \\ &\quad + \left(\frac{P_m}{E_1} \right) \left(\frac{X_1}{X_2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right)^2}} \sin \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1 P_m}{E_1 E_2} \right) \right\} \end{aligned} \quad (2-11)$$

$$\begin{aligned} G_\tau &\triangleq \frac{\partial G}{\partial \tau} \\ &= \frac{\pi f}{H} \frac{E_1 E_2}{X_2} P_m \tau \cos \left\{ \frac{\pi f}{2H} P_m \tau^2 + \sin^{-1} \left(\frac{X_1}{E_1 E_2} P_m \right) \right\} \end{aligned} \quad (2-12)$$

以上の感度係数の数値例を図2-3から図2-7に示した。

慣性定数Hが3.0秒を越えればほとんどHを増す効果がないことが明瞭にわかる。機械入力 P_m および内部誘起電圧 E_1 による効果は大きい。このことはガバナ

一もしくは AVR を速応制御することによって安定度を大きく改善できる可能性を示している。しかしながら P_m 、 E_1 は制御系によって定まる応答速度をもって変化する。例えば、速応励磁制御による安定度増進の効果を検討してみる。安定度増進効果は ΔG で表わされる。

$$\Delta G = \frac{\partial G}{\partial E_1} \cdot \frac{dE_1}{dt} \Delta t \quad (2-13)$$

ここで感度係数 $\frac{\partial G}{\partial E_1}$ は大きな値をとるが、内部誘起電圧 E_1 そのものの変化率 $\frac{dE_1}{dt}$ は小さく、その積によって表わされる安定度向上率 ΔG は大きな値をとらない。すなわち発電機界磁時定数をも含めて、励磁系応答を十分に高くとり $\frac{dE_1}{dt}$ を大きくすることによってはじめて安定度に対する励磁速応度の効果があらわれる。

3. 実系統における計算例

簡略化されたモデルについての安定問題を論じてきたが、実際の電力系統においては数十台の発電機が、多くの送電線によって接続され、複雑な系統を構成している。また発電機初期運転状態、励磁系、タービン調速系の特性再閉路時間等も安定度に対して影響をもっている。これらの効果をすべて含んだシミュレーション・プログラムも作成されているが、⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾計算に要する費用は莫大なものとなる。ここでは経験的な方法ではあるが、系統動揺の実態をそこなわない範囲で系統を簡略化し、シミュレーションによって前節で得た結論を実証する。

3-1 系統簡略化についての考察

安定度問題を論ずるに際して、系統を簡略化する手段としては種々の方法⁽⁴⁾が提案されているが、その近似の精度について理論的な検討は加えられていない。簡略化の方法の基本的な考えは「故障中および故障後、相互の動揺が少なく一団となつて運動する発電機群を1つのグループにまとめる」というものである。動揺の様相は故障点の位置によって定まる。したがって簡略化モデルは故障点の位置によって決定されるべきものである。

発電所が長距離送電線を経て主系統に接続された系統構成において、故障が送電端において生じた場合を図 3-1 a に示す。このとき発電機 G は加速される。主系統においては S 点よりみた短絡インピーダンス X_S が送電線インピーダンス X_L に比べて十分小さいとき主系統における電圧降下は小さく、発電量と負荷とは故障中においてもほぼ平衡しており、主系統の発電機はほとんど動揺しないしたがってこれを無限大母線として表わし、図 3-1 a の等価モデルとして図 3-1 b が得られる。

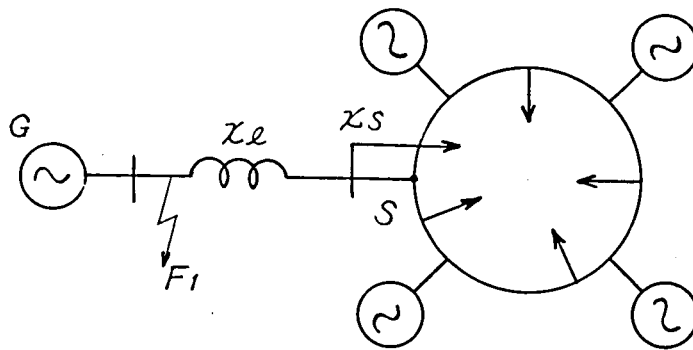


図 3-1 a 長距離送電線によつて主系統に接続された発電所……送電端故障

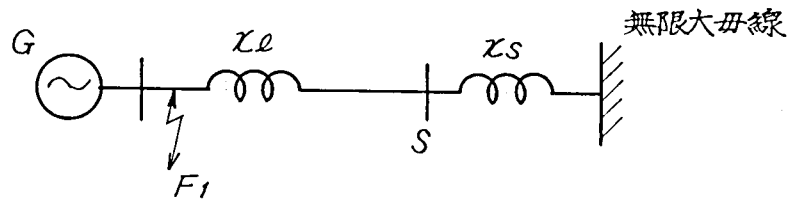


図 3-1 b 簡略化モデル

一方、故障が系統の中心部近く F_2 点で起つた場合には、主系統の電圧が低下し負荷が減少して各発電機は加速される。このとき故障により、各発電機相互間の伝達アドミタンスが小さくなり、したがって相互間の同期化トルクは小さく

各々の発電機は一団となって加速されるのではなく、個々ばらばらに加速されるとみるべきである。この場合には系統の簡略化は困難である。

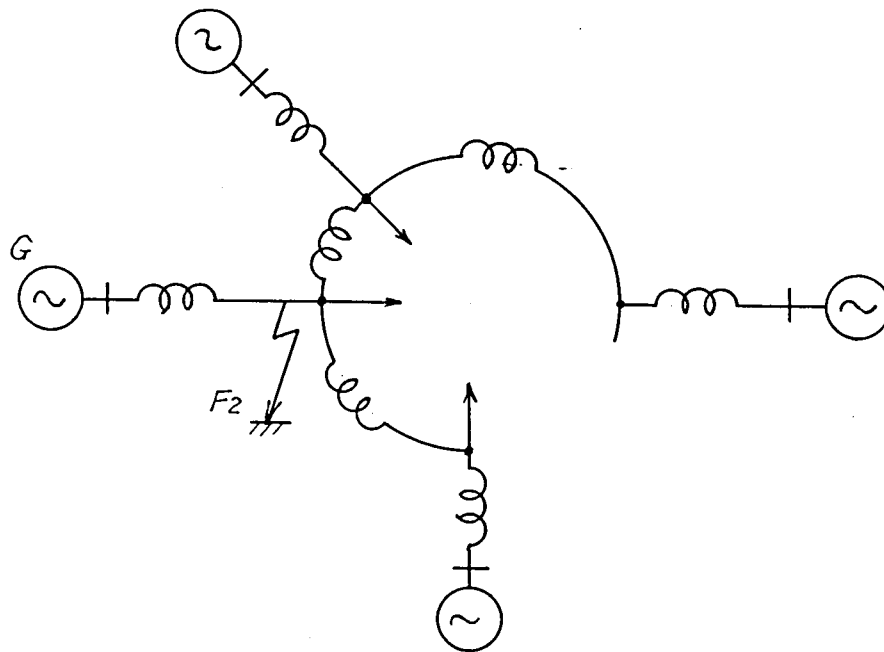


図 3 - 2 受電端故障

3 - 2 2 機系統大容量火力発電所送電端故障

近年、電力系統規模の拡大とともに大容量発電機が採用されるようになっている一方、公害問題、用地問題、立地条件等のため、発電所建設地点が限られ 1ヶ所の発電所容量が大きくなるとともに負荷中心点より遠く離れ、長距離送電線を経て主系統に接続されるという系統構成が多くなってきた。

このような系統での送電線送電端故障は近似的に図 3 - 3 のとき 2 機系統としてあつかうことができる。系統定数は

発電機、変圧器 (発電機自己 MW Base)

発電機力率 0.85

$X_d = X_q = 1.47 \text{ Pu}$

$X_d' = 0.203 \text{ Pu}$

$$X_t = 0.16 \text{ Pu}$$

$$H = 3.5 \text{ sec}$$

$$T_{do} = 5.9 \text{ sec}$$

受電端短絡インピーダンス (1000 MVA Base)

$$X_e = 0.1 \text{ Pu}$$

線 路 (275 Kv 1000 MVA Base)

$$X_l = 0.4045 \text{ Pu/100 Km /1 回線}$$

$$r_l = 0.02512$$

$$Y_c = 0.03963$$

75 Km 2 回線

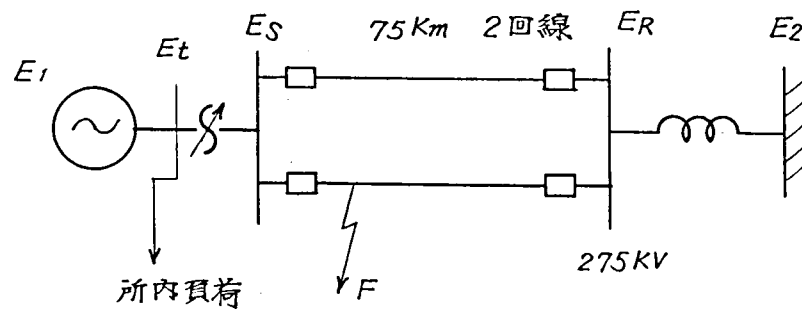


図 3-3 モデル系統

発電所容量としては

$$(a) \quad 450 \text{ MW} \times 3 \text{ 台} = 1350 \text{ MW}$$

$$(b) \quad 450 \text{ MW} \times 2 \text{ 台} = 900 \text{ MW}$$

の 2 ケースについて検討する。

図 3-3 のモデル系統につき、

(イ) AVR およびガバナの動作を考慮し、

(ロ) 同期機はダンパ回路、電機子回路の過渡現象飽和を無視して

「デジタル・シミュレーション・プログラム^{註)}」を作成し各種パラメータが過渡安定

註) 附録 4 参照

度限界に与える影響を計算した。

(1) 線路インピーダンス

図3-6に線路インピーダンスの影響を各種故障形態について示した。これは送電線の距離もしくは等価的には発電所容量とみてもよい。

発電所容量 $450 \text{ MW} \times 3$ 送電端電圧 $E_s = 0.94 \text{ Pu}$

受電端電圧 $E_r = 0.925 \text{ Pu}$ とした。 75 Km、2回線

送電線においては $X_1 = 0.205 \text{ Pu}$ である。

各故障形態に対して線路インピーダンスの効果は大きい。

(2) 発電機慣性定数 H

図3-7に示す。 発電所容量は $450 \text{ MW} \times 3$ 受電端電圧は $E_r = 0.925 \text{ Pu}$ とし、故障形態としては 3 LG 6 サイクル、無電圧 26 サイクル、再閉路失敗および再閉路しない場合を想定した。 慣性定数は 3.0 ~ 3.5 秒以上の値になると安定度限界に対して影響をほとんど与えない。

(3) 送電端電圧 E_s

図3-7に示す。 故障条件、運転条件は(2)と同じである。 安定度に与える効果は大きい。

以上の結論は前節において安定度余裕指数 G にもとづいて検討した結果と同じである。

(4) 発電機初期運転状態

図3-8 a、bには発電機初期運転状態を P, Q 面上に示しこれと過渡安定限界との関連を示した。 aは発電所容量 $450 \text{ MW} \times 3$ 、bは $450 \text{ MW} \times 2$ 受電端電圧はともに $E_r = 0.925 \text{ Pu}$ 、故障形態は 3 LG 6 サイクル、無電圧 26 サイクル、再閉路失敗とした。 この曲線は定態安定度限界曲線と同じ表現法であり、発電機の運転限界を与えるものである。

進相運転が過渡安定度の面より見ても弱いことを示しており、過渡安定度を基準にして無効電力制御を行なうときの限界または低励磁制限を設定する領域を示している。

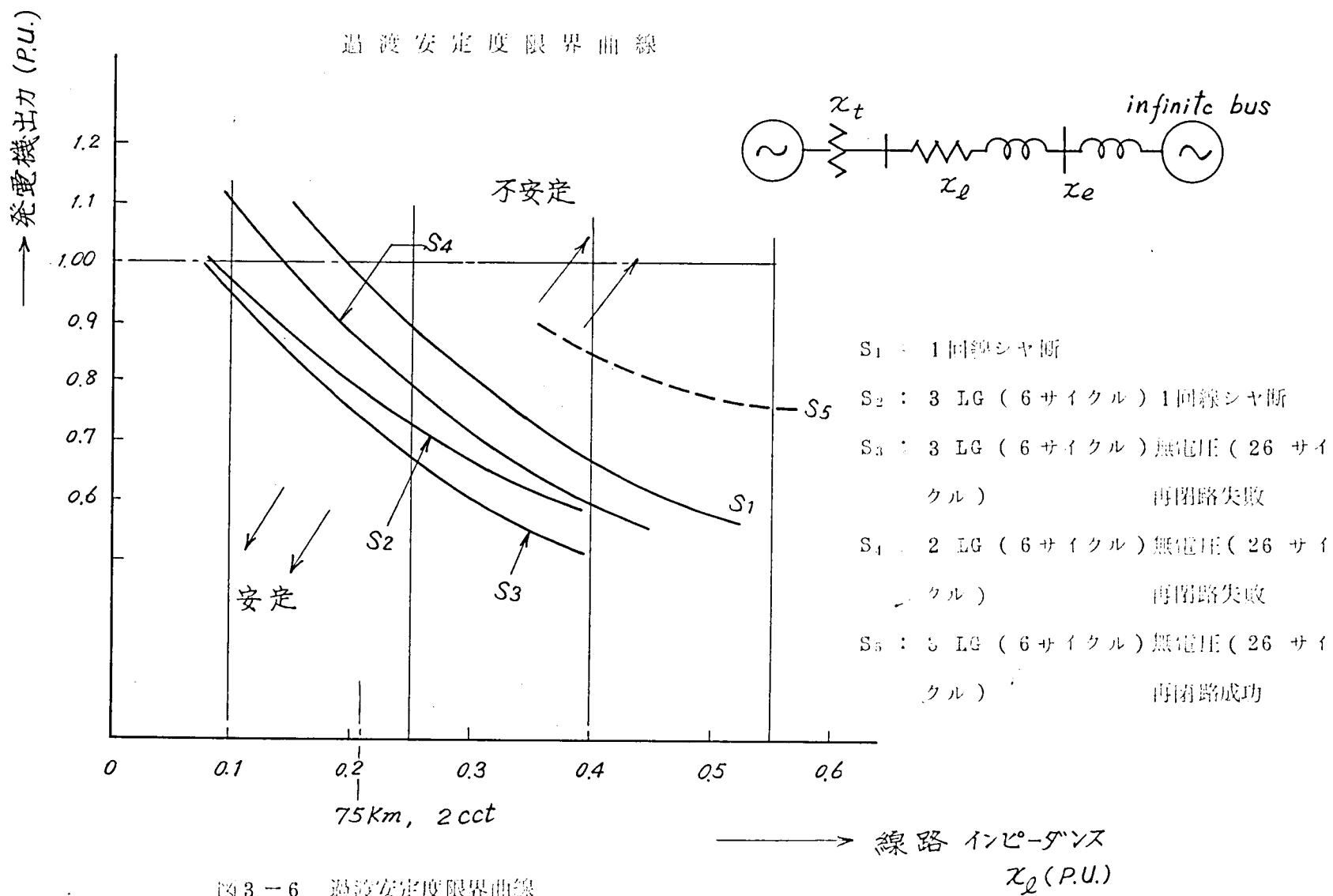


図3-6 過渡安定度限界曲線

—線路インピーダンスの効果—

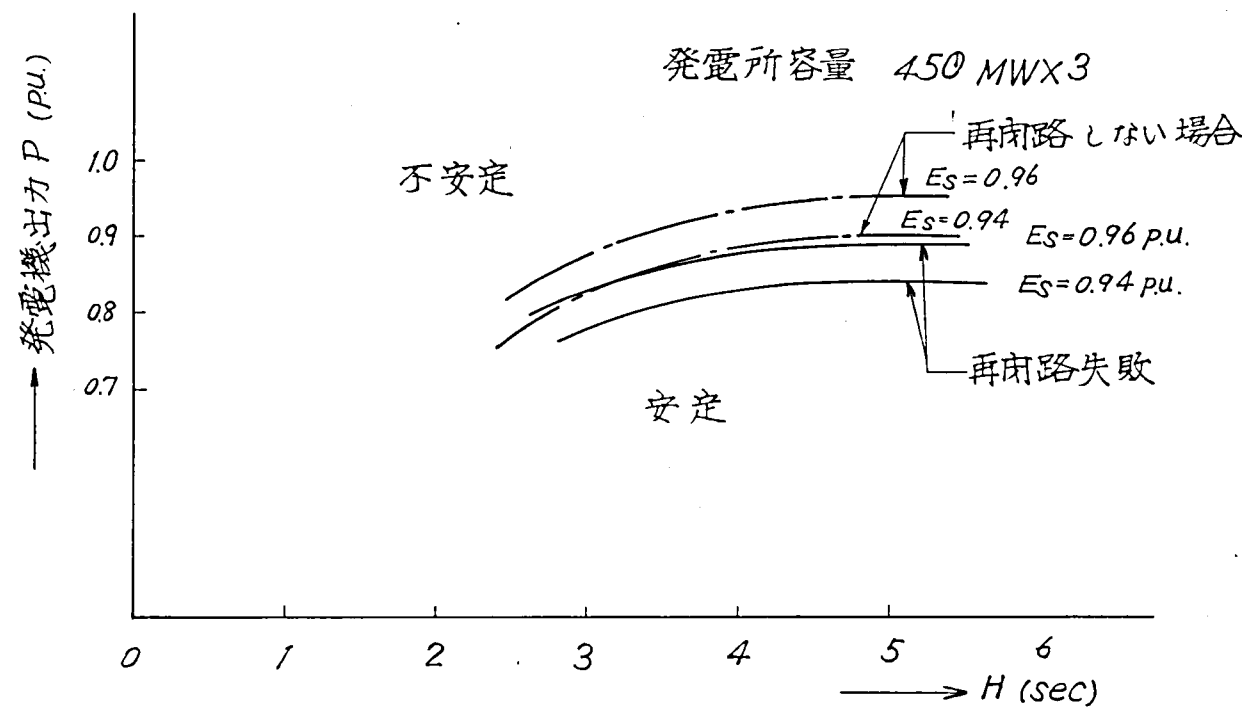


図 3-7 過渡安定度限界曲線

— 慣性定数 H 、送電端電圧 E_s の効果 —

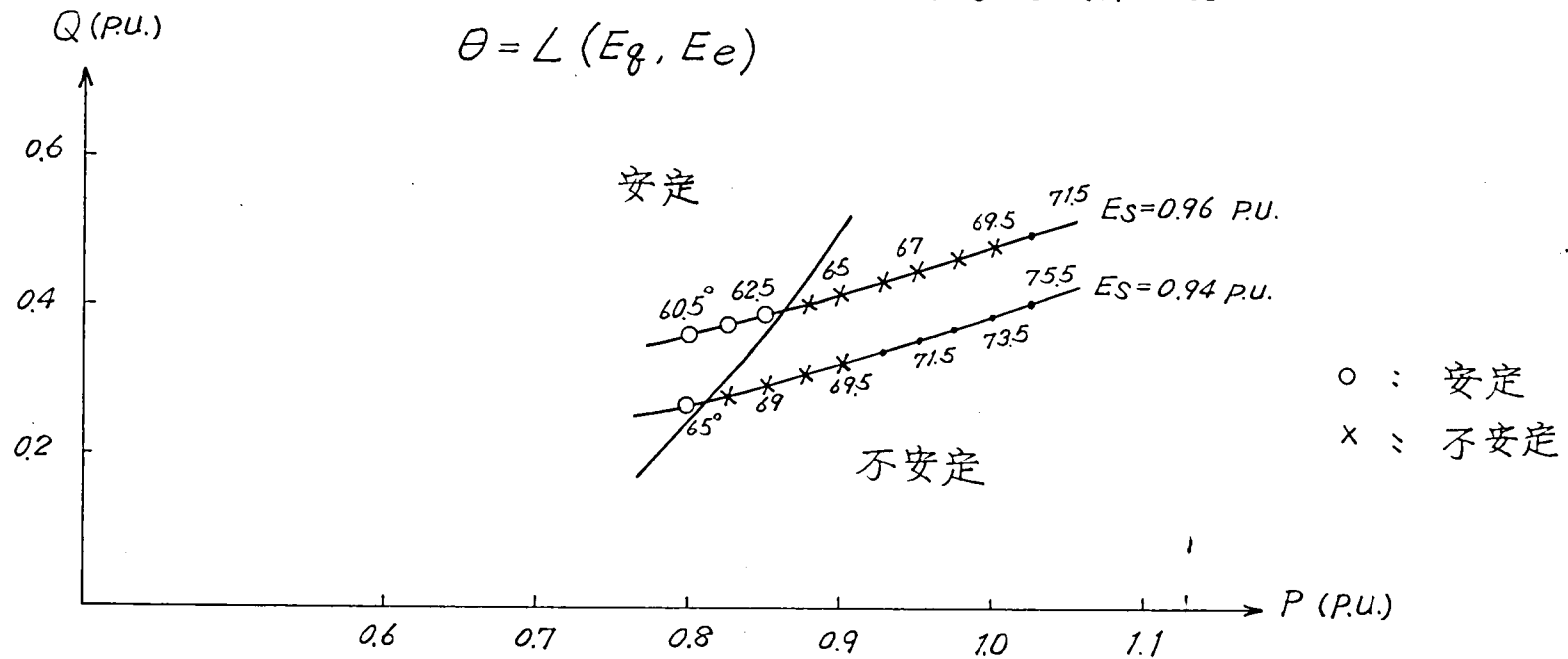
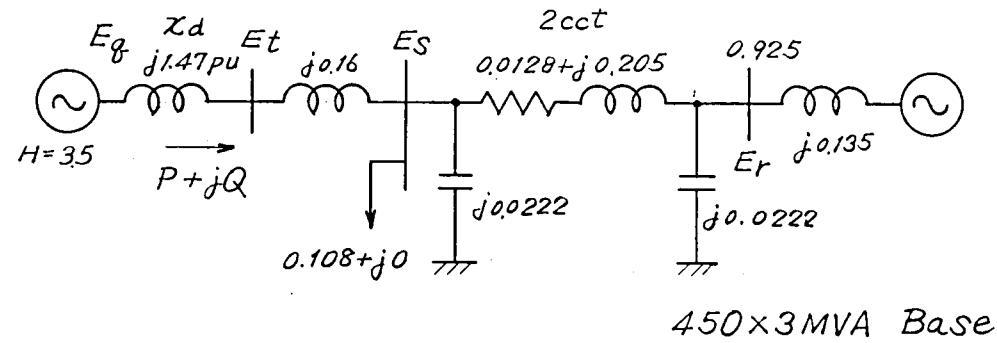


図 3-8 a 過渡安定度限界曲線

— 発電機運転状態との関係 —

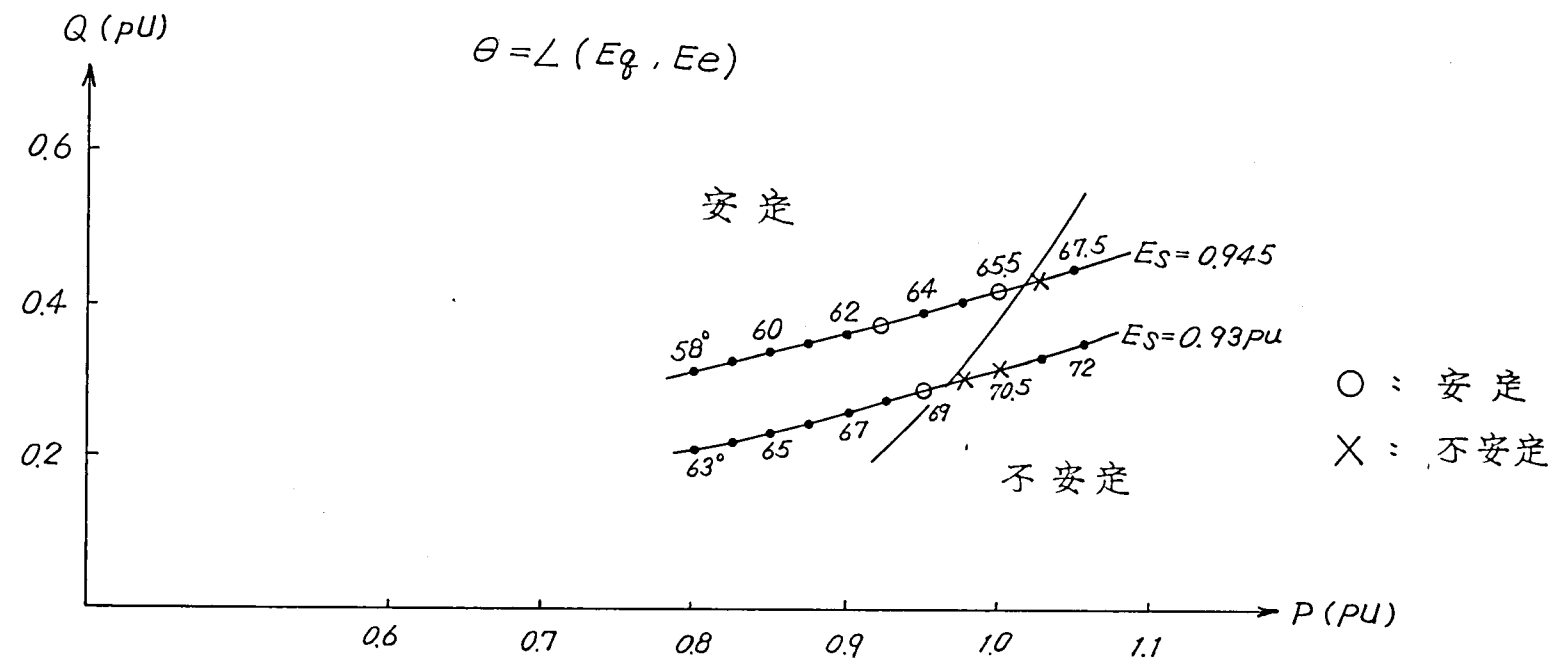
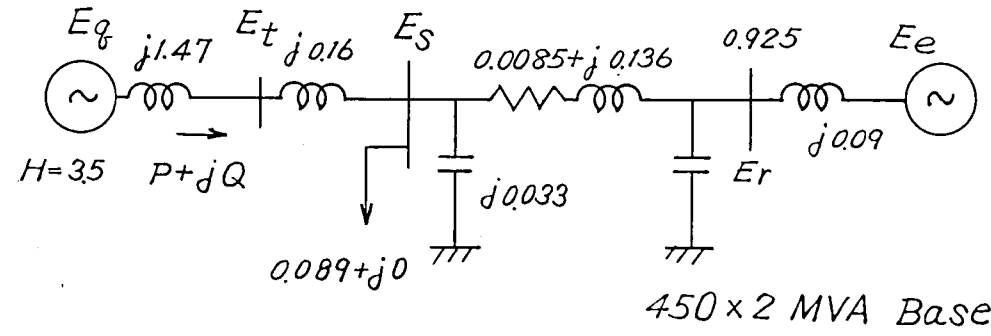


図 3-8b 過渡安定度限界曲線

— 発電機運転状態との関係 —

(5) 再 閉 路

図 3-9 には、発電機の動揺状態を位相面 (θ, ω) 上に画いた。図 3-9 a は初期出力 $P_m = 0.875 \text{ Pu}$ 送電端電圧 $E_s = 0.96 \text{ Pu}$ とし慣性定数 H をパラメータとした場合、図 3-9 b は $P_m = 0.825 \text{ Pu}$ 、 $H = 3.5 \text{ sec}$ とし送電端電圧 E_s をパラメータとした場合、図 3-9 c には $H = 3.5 \text{ sec}$ 、 $E_s = 0.96 \text{ Pu}$ とし初期出力 P_m をパラメータとした場合を示す。図 3-9 a において、故障除去時点における状態点の位置が H の差にしたがつて離れているが、安定限界も H にしたがつて大きくなるため、安定度の差は小さい。各軌跡は相似的な動きを示しており、全ての場合 2 回目のトリップの軌跡が、1 回目の軌跡の外側へ出て、再閉路失敗は系統へのショックを大きくすることとなる。図 3-9 b において $E_s = 0.96 \text{ Pu}$ の場合、再閉路時点における状態が、速度低下位置にあり、再閉路時の故障継続がかえって動揺を抑制する効果を果している。しかしこの効果はあくまでも位相角動揺の抑制であり安定度向上にはなんら寄与していない。図 3-9 c $P_m = 0.825$ の軌跡についても同様のことがいえる。

450 × 3 MW

$P = 0.875 \text{ P.U.}$

$ES = 0.96 \text{ P.U.}$

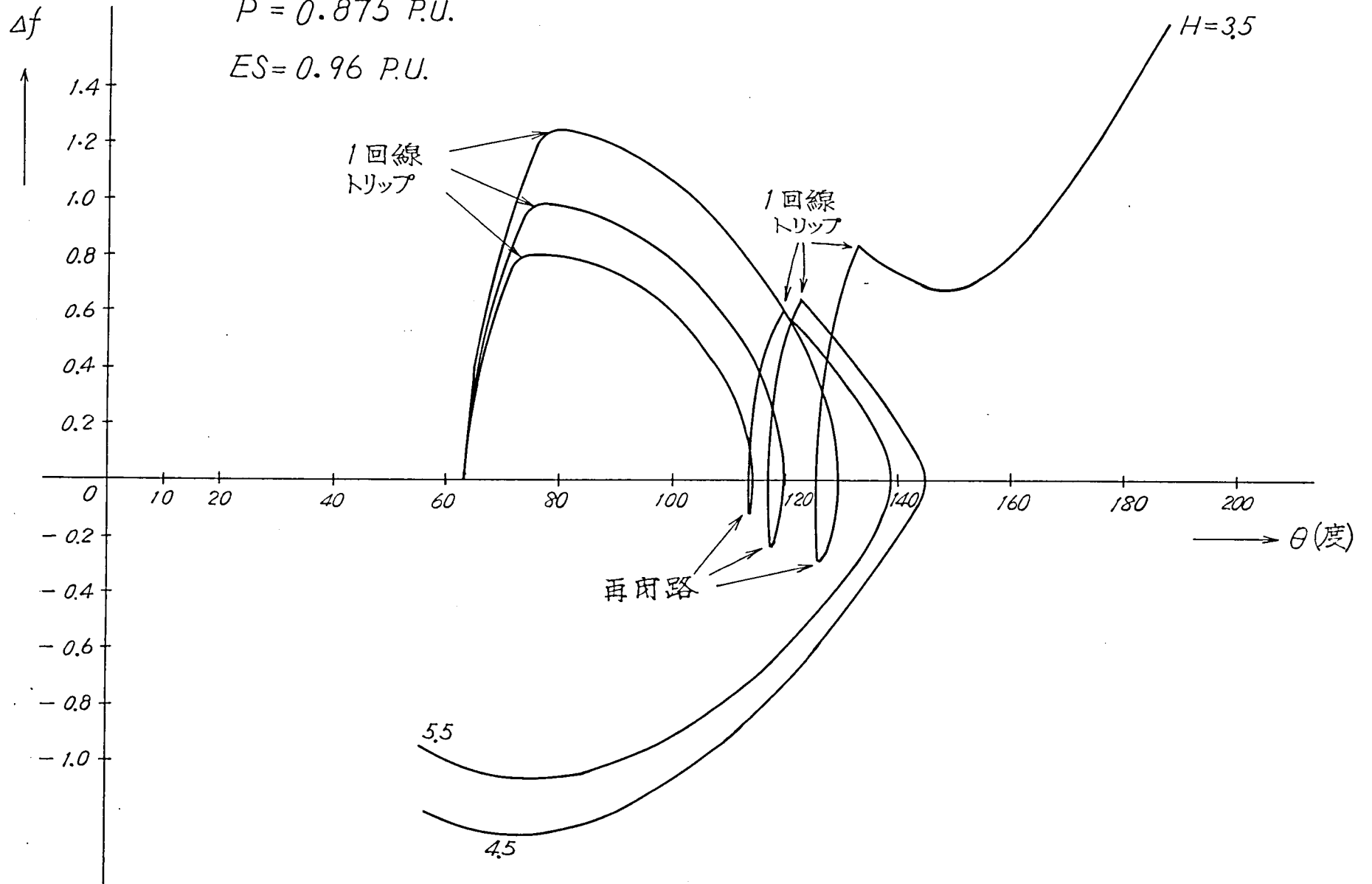


図3-9 a 発電機動揺の位相面表示—慣性定数 H の効果—

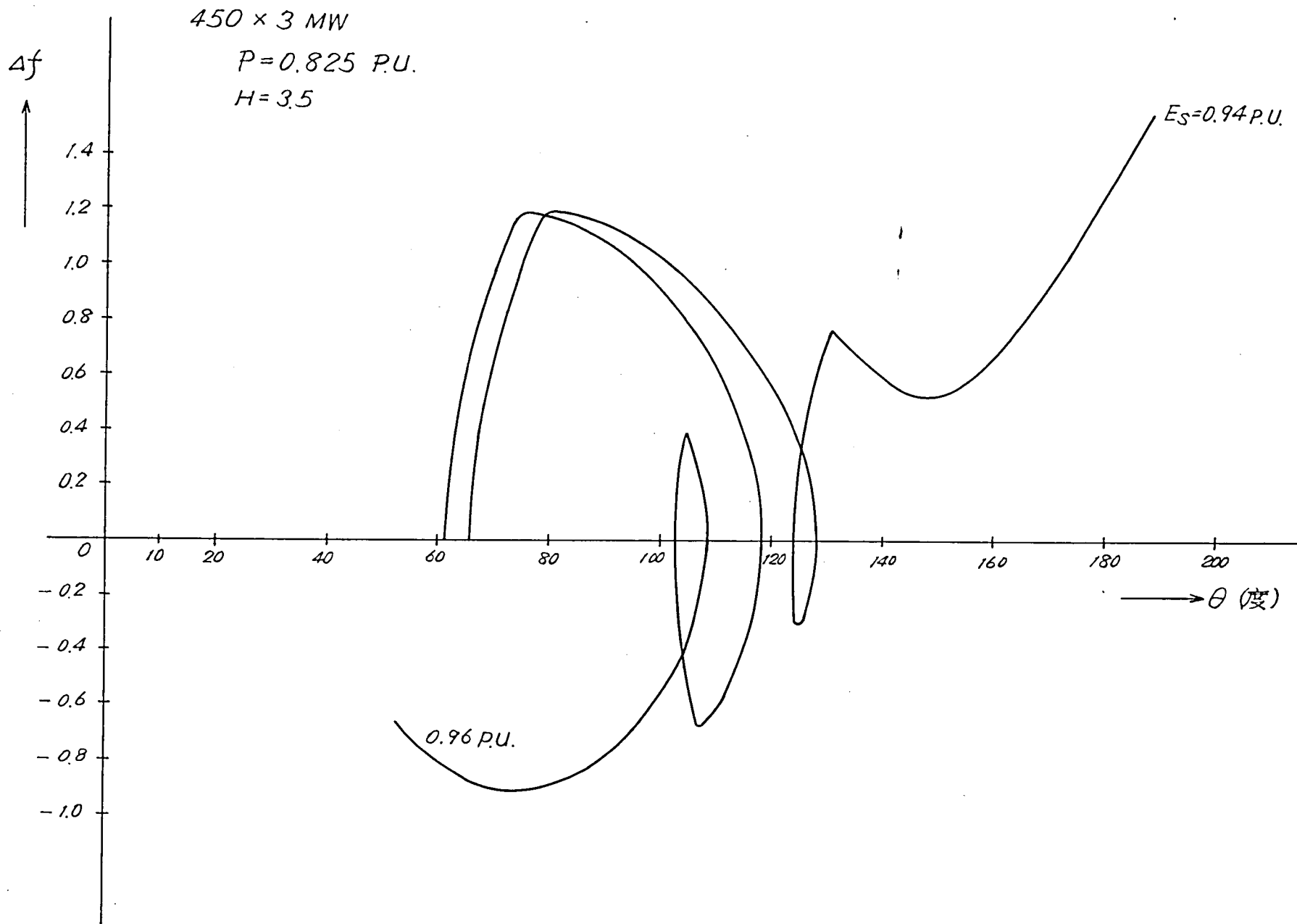


図 3-9 b 発電機動揺の位相面表示—送電端電圧の影響—

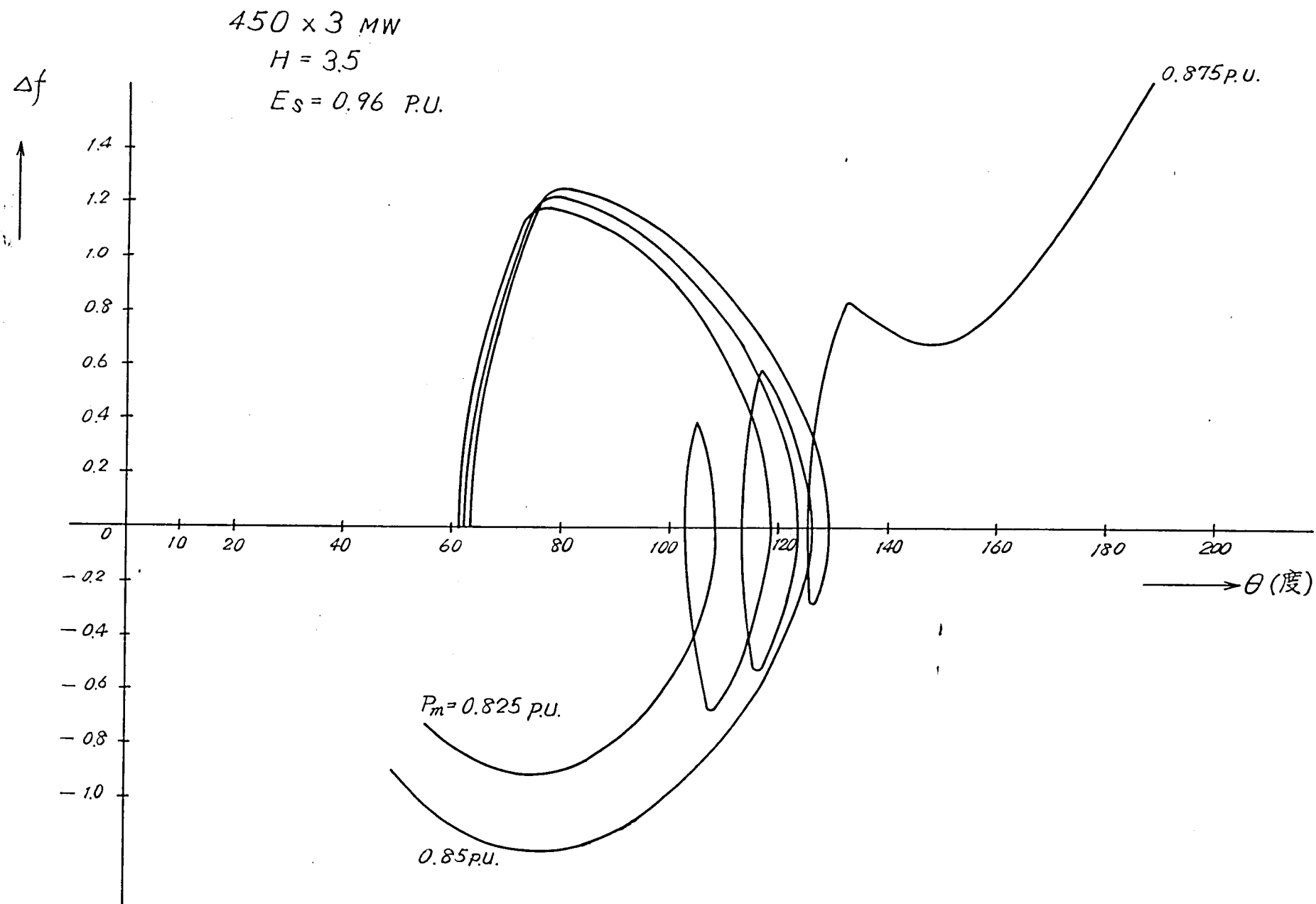


図 8 - 9 c 発電機動揺の位相面表示—初期出力の影響—

3-3 多機系統（大容量火力発電所 受電端故障）

系統容量の拡大とともに発電機の単機容量も大きくなってきた。タービン発電機は各種製作限界の克服および経済性を追求するため冷却方式の改良によつて発電機の寸法をあまり大きくせず、電気装荷、磁気装荷を高めることによつて大容量化がおこなわれている。このため大容量機においては短絡比、慣性定数が小さくなり、安定度が苦しくなってくる。同容量においてこれらを大きくとるとは機械の寸法、重量が増して高価な機械となる。

最近のタービン発電機の傾向を調査した結果を次に示す。図3-10は年度に対する発電機単位容量増加の様子であり、広域連けいの推進によつて系統規模が急速に大きくなってきたため、大容量発電機の採用が可能となり、その大型化の速度は需要の伸び率よりもはるかに大きい。図3-11には単位容量当りの発電機容積を示す。単位容量当りの寸法の縮小は、相対的なインピーダンスの増大につながる。この傾向を図3-12に示す。

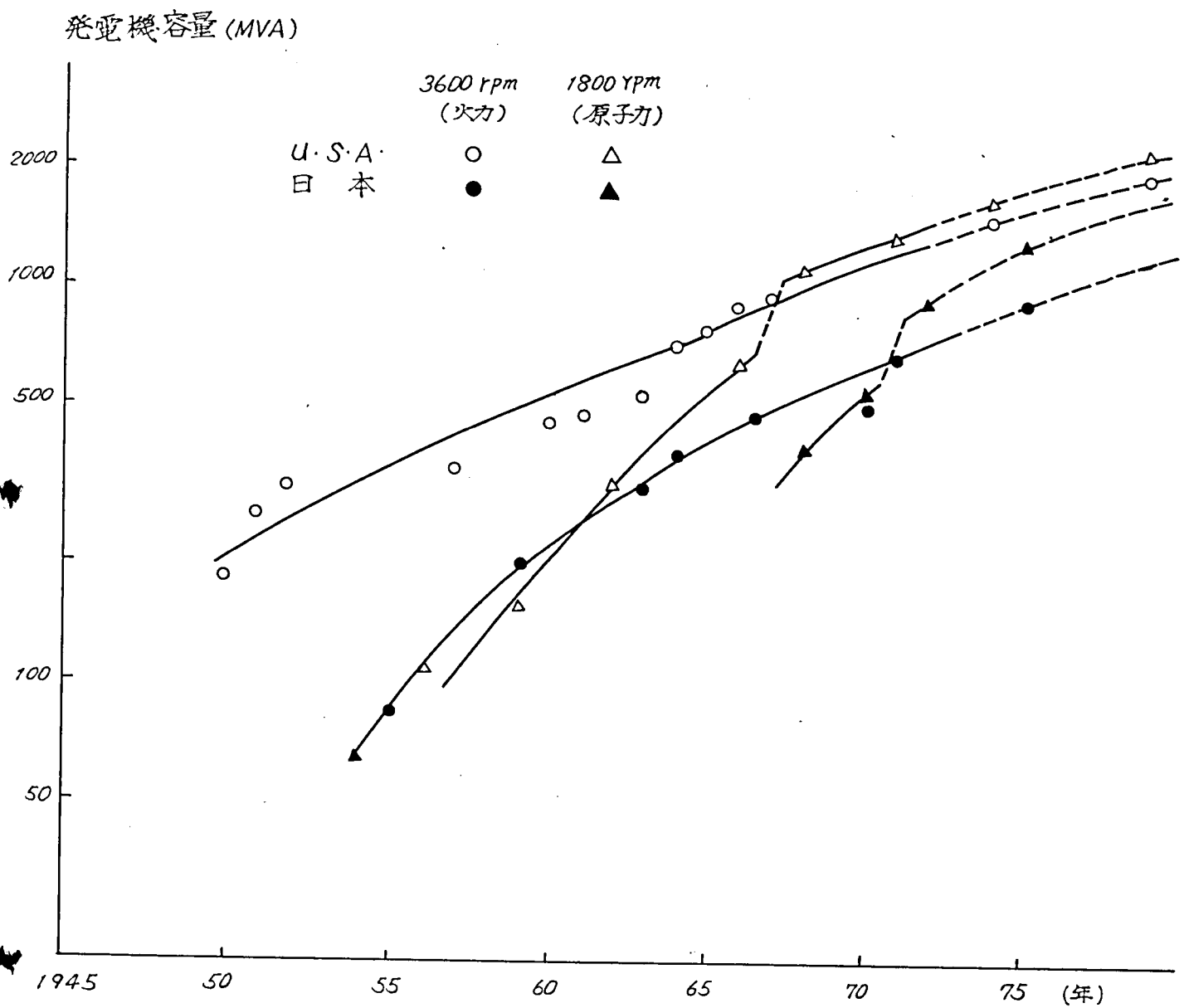


図3-10 タービン発電機単位容量増加の傾向

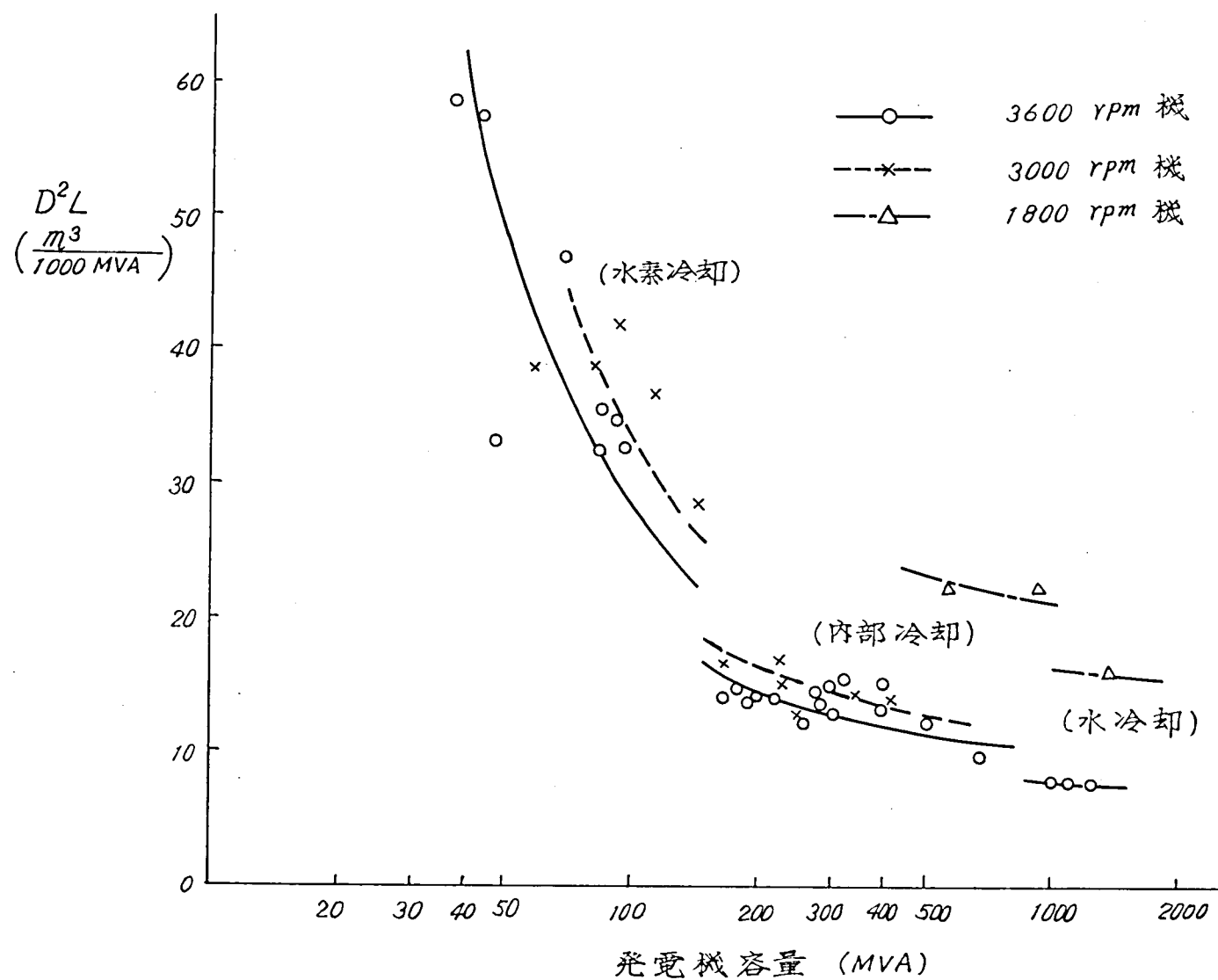


図3-11 タービン発電機 D^2L の傾向

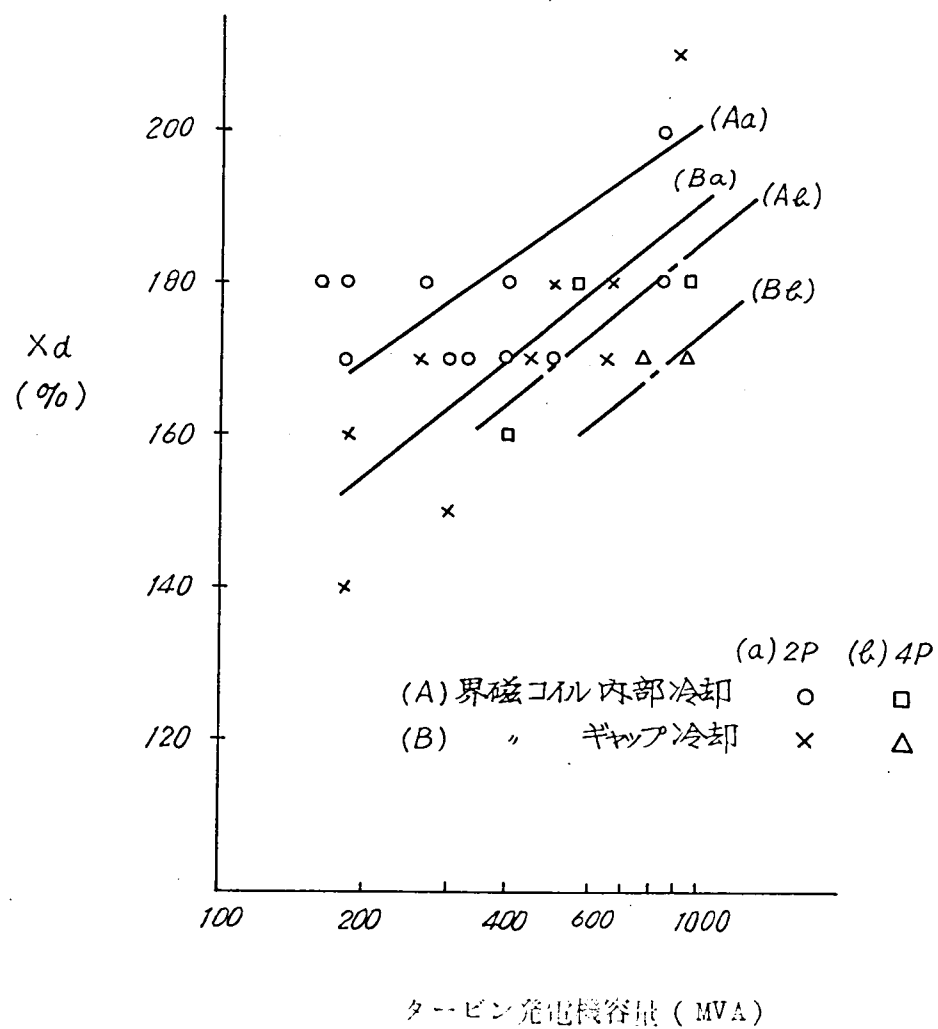


図3-12 - a タービン発電機の同期リアクタンス

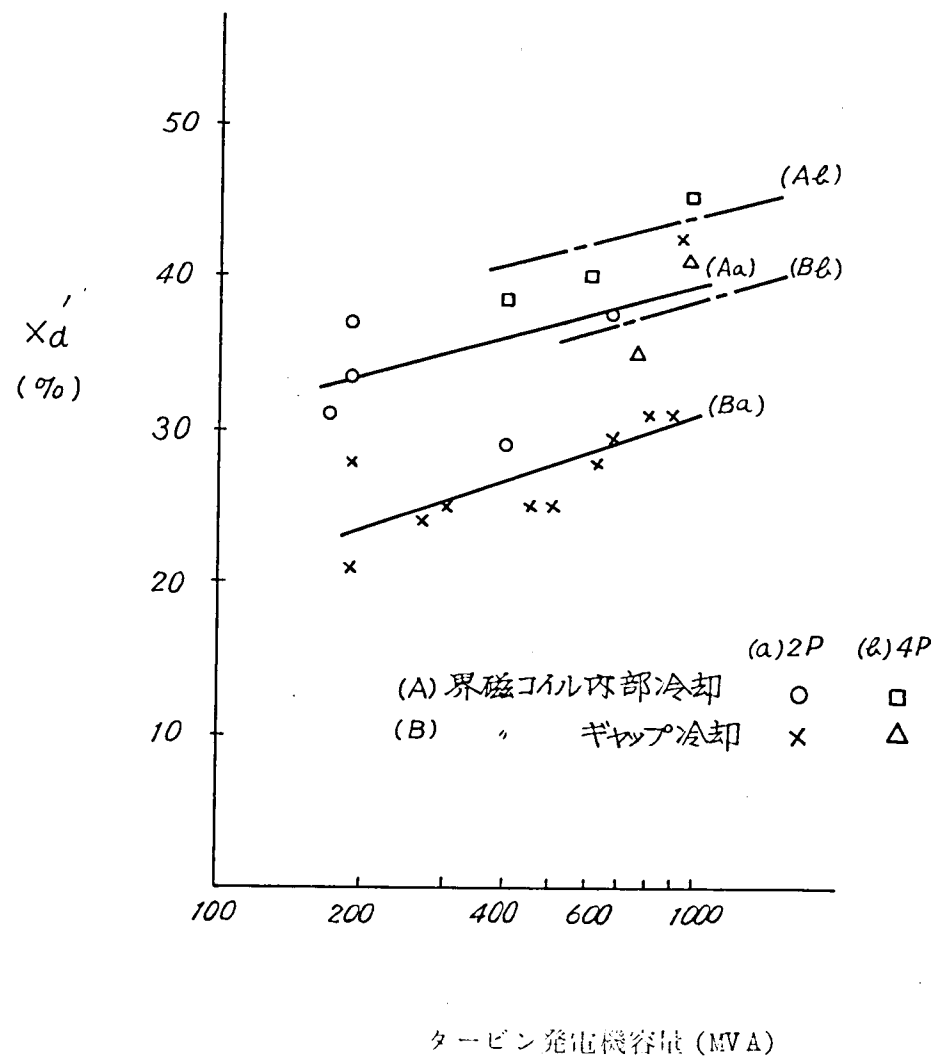


図3-12-b タービン発電機の過渡リアクタンス

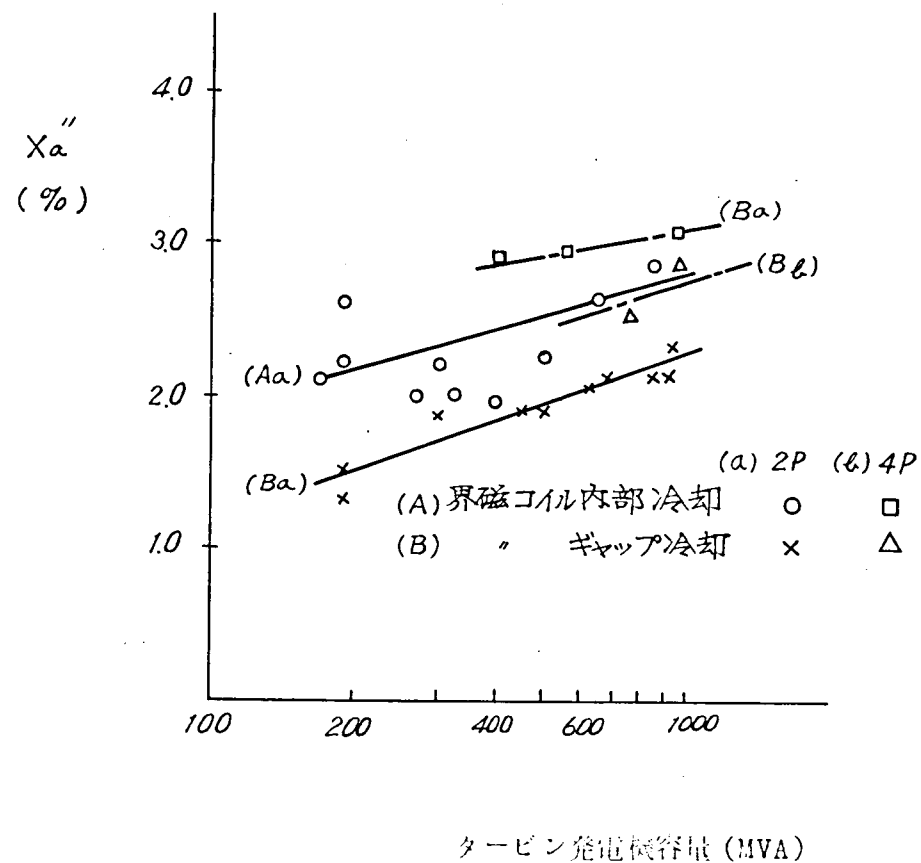


図3-12 -c- タービン発電機の次過渡リアクタンス

(1) 発電機短絡比と安定度

将来、発電機単機容量が1000 MWクラスとなったときの機器定数の推定例を表3-1に示す。

発電機特性を示す代表値として短絡比をもちいた。この2種の機械は同一容量であつて、一方の発電機は安定度を高めるため機械寸法を大きくしたものである。この2つの機械の相違を過渡安定度の面より検討するモデル系統として図3-13を想定する。受電端故障をも検討するため、多機系統となる。

表3-1 発電機特性定数

	SCR=0.50	SCR=0.58
X_d (Pu)	1.85	1.73
X_q (Pu)	1.81	1.68
X_d' (Pu)	0.48	0.37
T_{d0} (sec)	4.14	6.66
T_d' (sec)	1.07	1.42
H (sec)*	3.7	4.1

* タービンを含む

検討対象の発電所は A である。第 1 段動揺での安定度を検討するため発電機は過渡リアクタンス X_d' とその背後の電圧 E_q' によつて表わす。A 発電所、B 発電所の定数を表 3-2 に示す。他の発電所についての諸定数は図 3-13 に示す。初期潮流を図 3-14 に示す。

表 3-3 に検討ケースおよび結果を示した。表中の位相角は発電機 1 を基準にして表わした値である。短絡比 0.58 と 0.50 の発電機を比較した場合、すべてのケースについて同じ結果を得ているが、前者の方が安定度に余裕がある。動揺の様相は図 3-15 a、b に示す。

発電機短絡比の小さな機械は短絡比の大きな機械にくらべ明らかに安定度は低下している。しかしながら発電機の大容量化にともなう短絡比の低下は避けえないことであり、別の方法により安定度改善をはかることが要望される。

表 3 - 2 モデル系統における発電所定数

	A 発電所タービン発電機		B 発電所
SCR	0.50	0.58	
容 量(P)	850×4=3400MVA	3400MVA	500MVA×2=1000MVA
Xd	0.48Pu	0.37Pu	0.35Pu
H	3.7sec	4.1sec	3.8sec
PH	12580MJ	13,940MJ	3,800MJ
変圧器 Xt	0.18Pu	0.18Pu	0.15Pu

自 己 容 量 Base

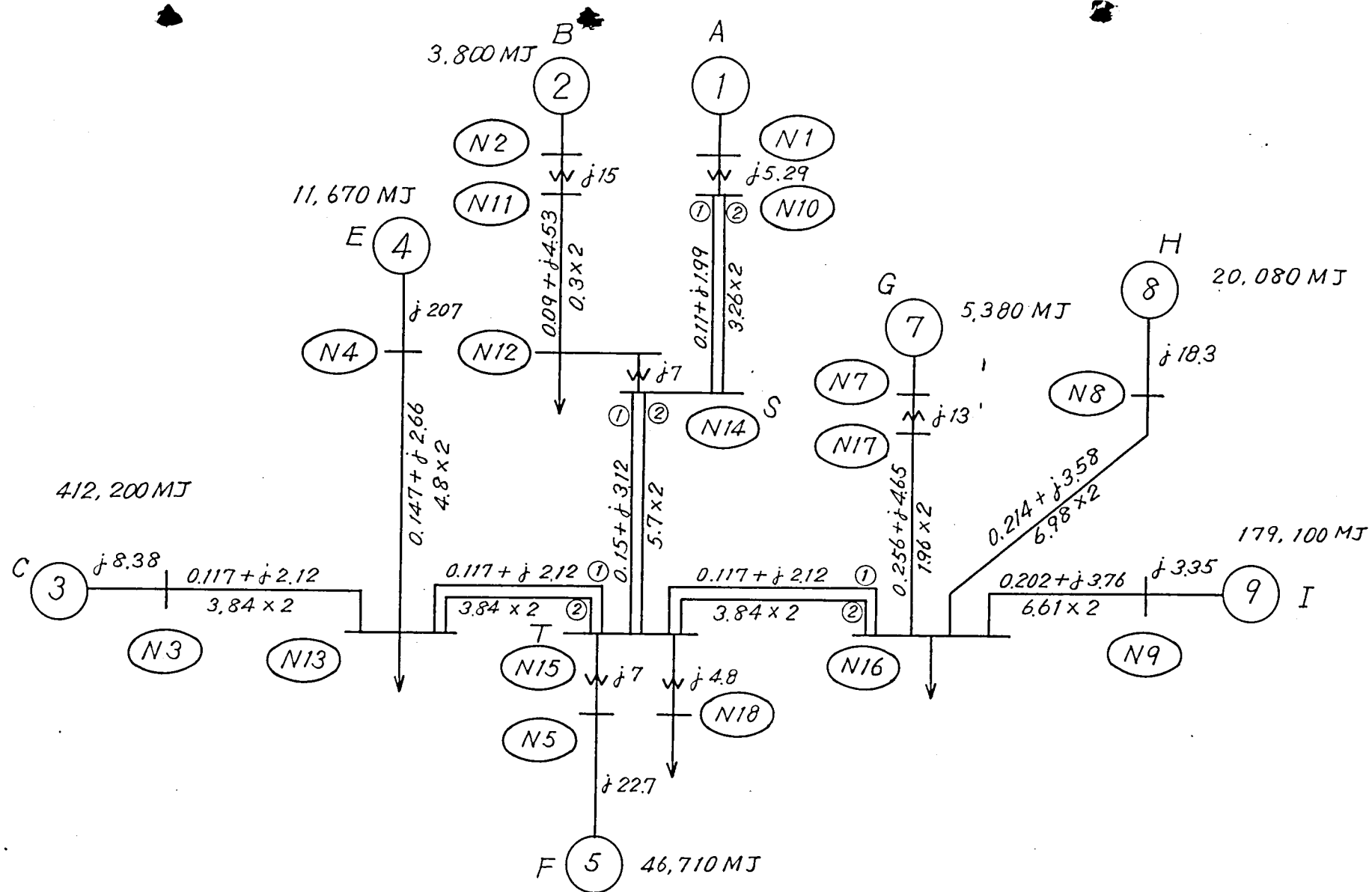


図 3-13 系統インピーダンス図

1000 MVA Base (%表示)

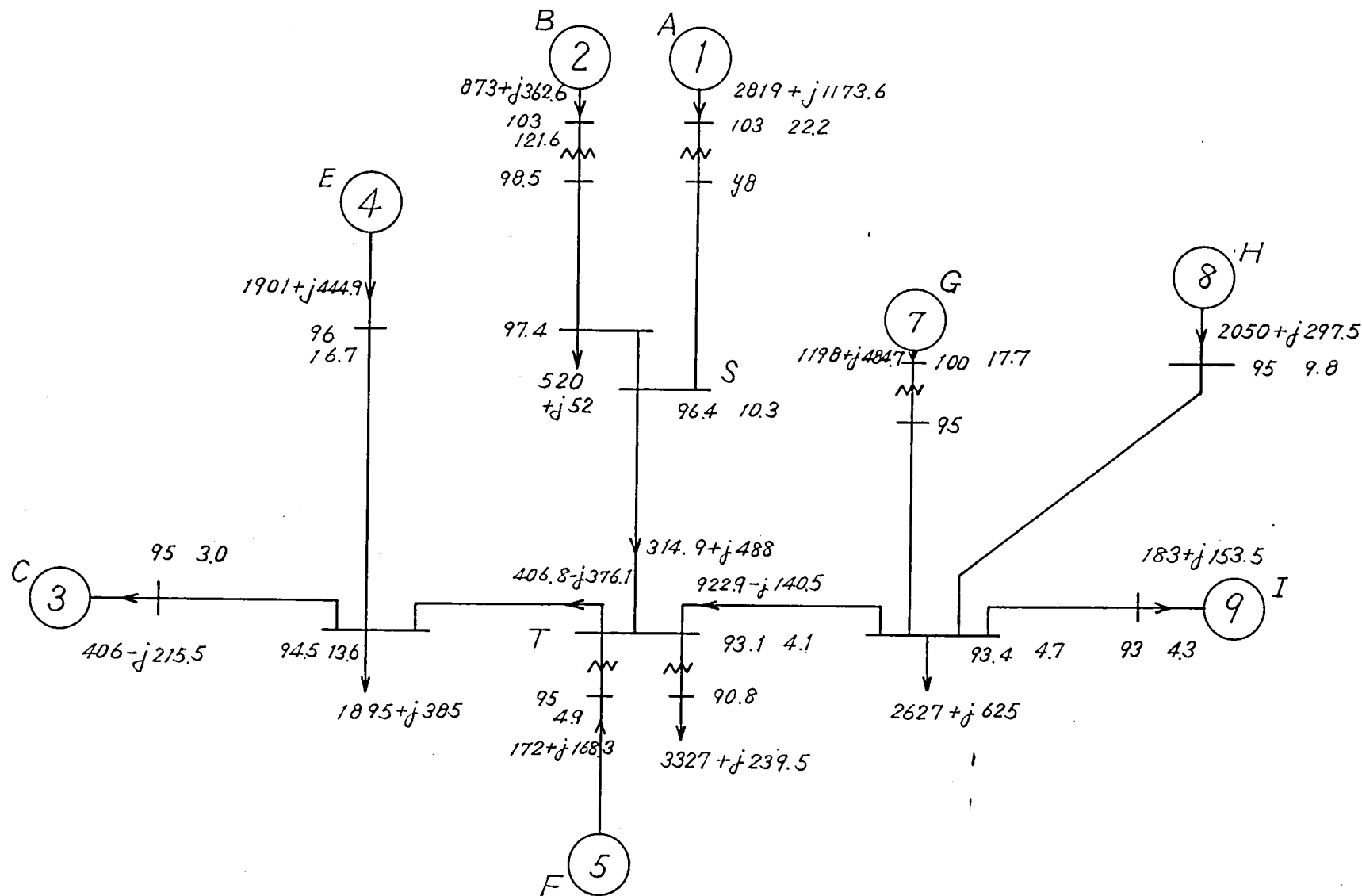


图 3-14 初期潮流图

表 3 - 3 過 渡 安 定 度 計 算 結 果

Case No.	A 発電所 発電機 SCR	故 障 点	母線方式	しゃ断時間 (サイクル)	A 発電所 初期位相面 (度)	最大位相差面 $\theta_m \times$ (度)	安定性判別	備 考
1.1	0.50	S 変電所片母線 3LG	1CB	9	36.24°		不安定	
1.2	0.58	"	"	"	32.74		"	
3.1	0.50	T - S 線		6	36.24	98.01	安 定	
3.2	0.53	S 変電所出口3LG(1cct)		"	32.74	86.07	"	
5.1	0.50	S 変電所片母線 3LG	1 1/2CB	9	36.24	132.37	"	図 3 - 12B
5.2	0.58	"	"	"	32.74	103.76	"	図 3 - 12A
7.1	0.50	S - A 線		6	36.24	88.16	"	
7.2	0.58	A 発電所出口3LG(1cct)		"	32.74	77.4	"	
8.1	0.50	T 変電所片母線 3LG	1 1/2CB	9	36.24	133.48	"	
8.2	0.58	"	"	"	32.74	105.82	"	

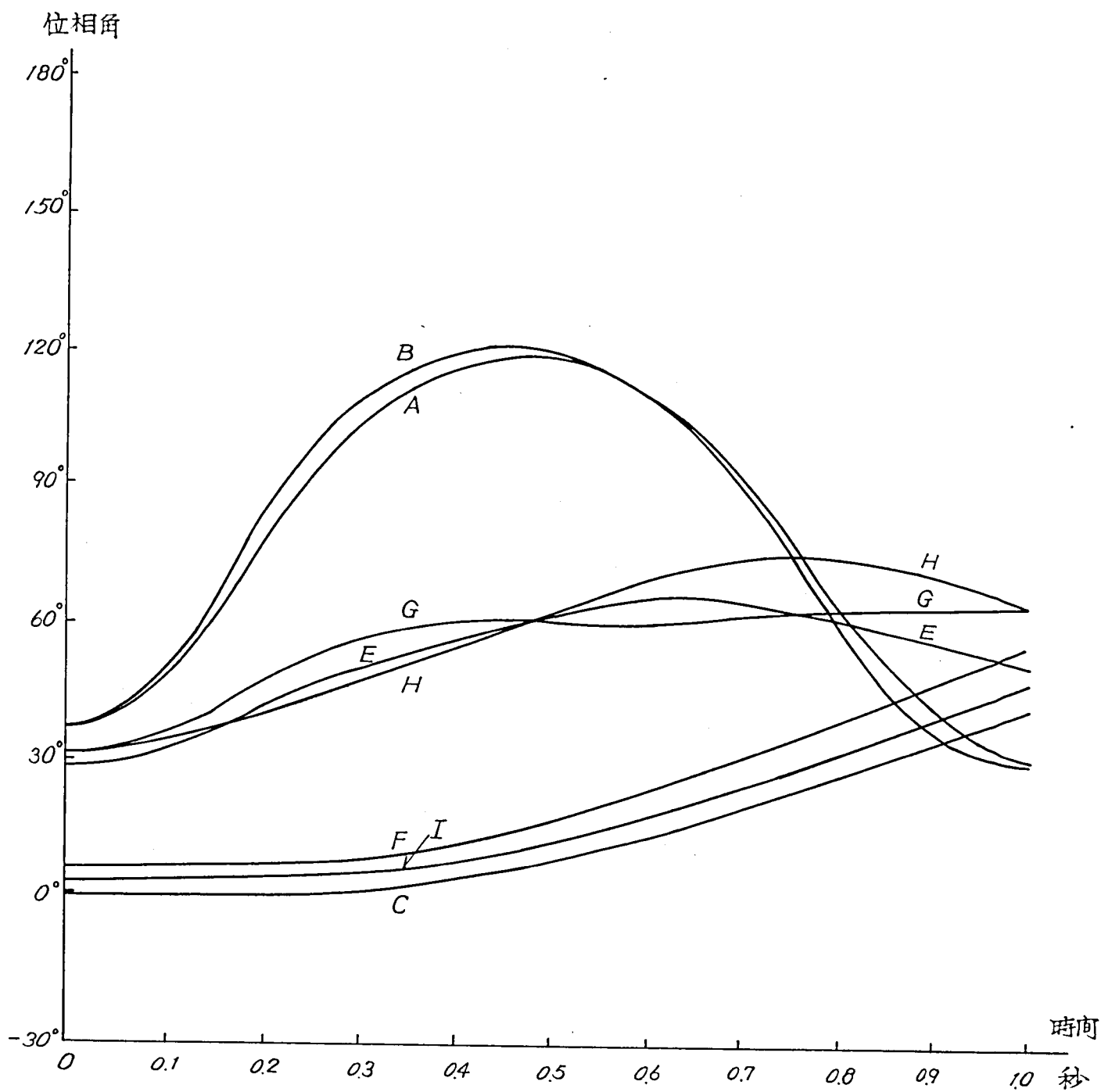


図3-15a 位相角度揺曲線
($x_{d'}$ 背後の電圧)

A 発電所 発電機短絡比 0.58

S 変電所 母線 1 次 CB 方式

故障条件: S 発電所母線 3 相短絡

故障除去 9 サイクル

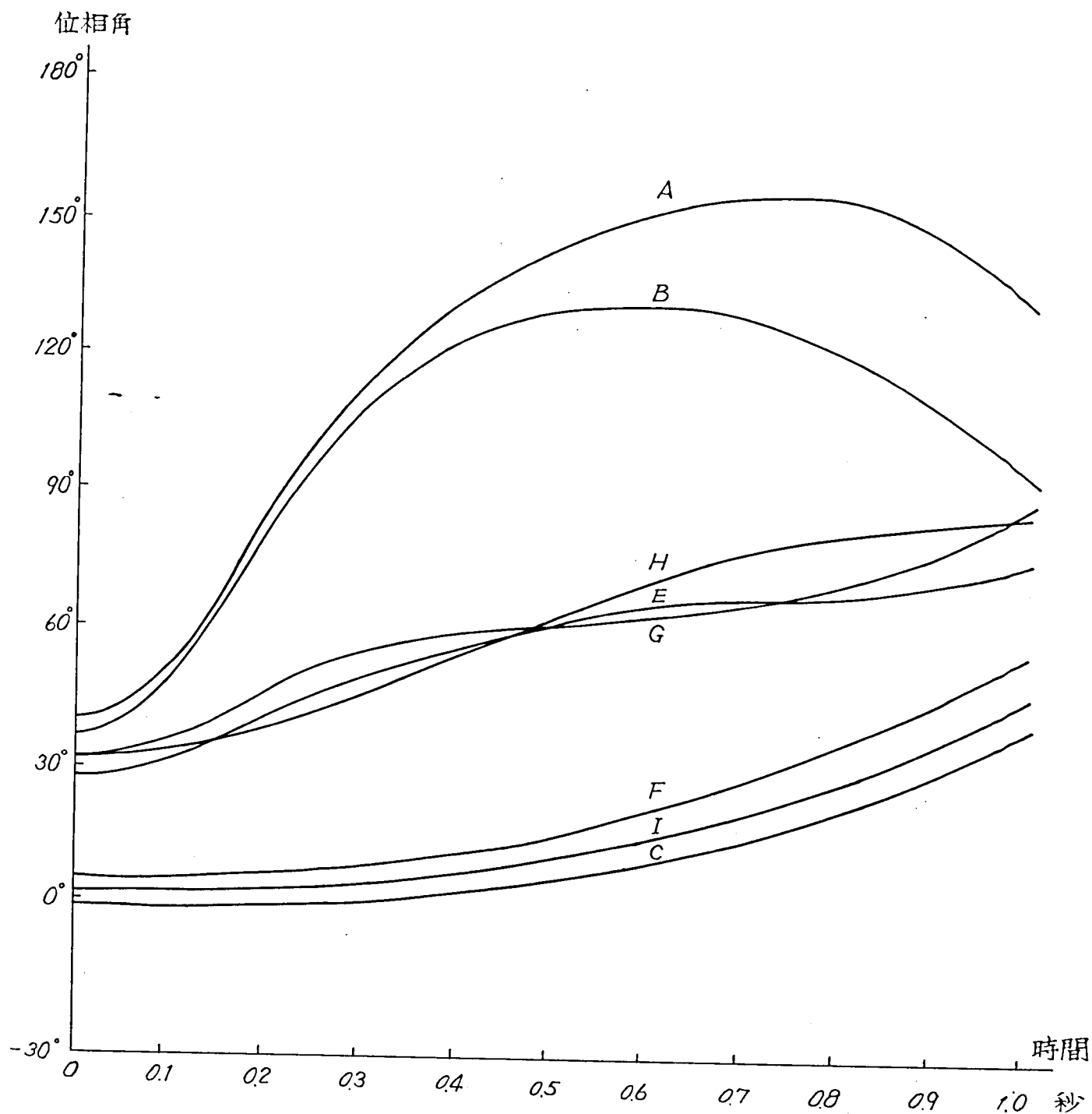


図3-15b 位相角動揺曲線
(x_d' 背後の電圧)

A 発電所 発電機短絡比 0.50

S 変電所 母線 1 号 CB 方式

故障条件: S 変電所母線 3 相短絡

故障除去 9 サイクル

(2) 母線構成と安定度

母線方式の違いが安定度に大きな差を与えているが、これは母線故障に対して 1 CB 母線方式が事故除去後 1 回線となるのに対し $1\frac{1}{2}$ CB 母線方式においては事故除去後も 2 回線が保たれる。すなわち送電線インピーダンスの相違によるものである。最も苛酷な故障は S 変電所 3 LG 故障であるが、1 CB 母線方式ならば短絡比 0.58 と 0.50 の発電機はともに不安定となる。

$1\frac{1}{2}$ CB 母線方式ならば安定度は保たれる。

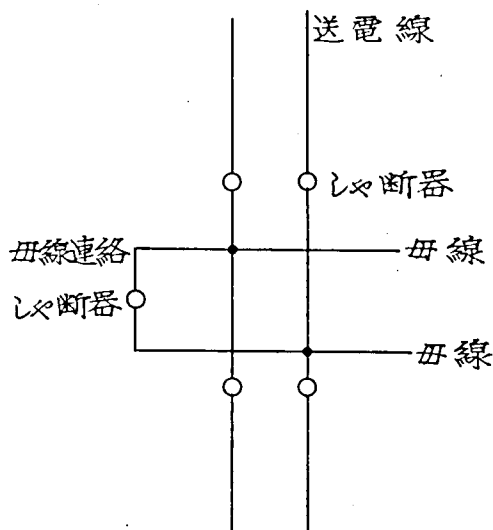


図 3-16 a 1 CB 母線方式

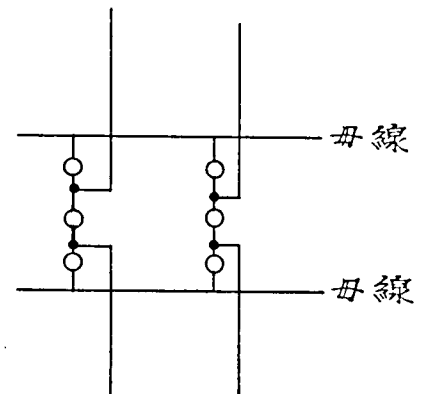


図 3-16 b $1\frac{1}{2}$ CB 母線方式

電力システムの安定度におよぼす要因としては発電機慣性定数、インピーダンス、送電線インピーダンス、故障条件等多くのパラメータがある。これらの効果については従来シミュレーションにより個別に検討されていたが、安定度を量的に表わす尺度として安定度余裕指数を定義し、各パラメータによるこの指数の変化をみることによって、安定度におよぼす各種要因の影響を統一的に論じたモデルシステムの方程式

$$-\frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{dt^2} = P_m - P_e$$

$$P_e = \frac{E_1 E_2}{X} \sin \theta$$

ここで H : 慣性定数
 f : 基準周波数
 E_1 : 発電機内部電圧
 E_2 : 無限大母線電圧
 X : 伝達インピーダンス
 θ : 発電機内部位相角
 P_m : 機械入力 (一定)
 P_e : 電気出力

故障条件を

故障前 $X = X_1$

故障中 $X = \infty$ or $E_2 = 0$

継続時間 τ

故障後 $X = X_2$

としたときの安定度余裕指数は次式で与えられる。

$$G = \frac{E_1 E_2}{X_2} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2H} P_m \tau^2 + \theta_{10} \right) + \cos \theta_{20} \right]$$

$$- P_m (\pi - \theta_{10} - \theta_{20})$$

$$\sin \theta_{10} = \frac{X_1}{E_1 E_2} P_m$$

$$\sin \theta_{20} = \frac{X_2}{E_1 E_2} P_m$$

各種要因の変化に対する G の変化は大略次の値となる。

要 因 X	基準値 X_0	変化量 $\Delta X/X_0$	安定度余裕指数変化量 ΔG
(1) 機械入力 : P_m	1.0	0.1	-- 0.20
(2) 慣性定数 : H	3.5 秒	0.1	0.02
(3) 伝達インピーダンス : X	0.70	0.1	-- 0.25
(4) 発電機内部電圧 : E_1	1.0	0.1	0.20
(5) 故障除去時間 : τ	0.1 秒	0.2	-- 0.10

発電機の大容量化とともに慣性定数 H は小さく、過渡リアクタンス X_d' 、したがって X は大きくなって系統の安定度は苦しくなる。これに対する対策としては直列コンデンサによつて直接的に X を補償するか、線路充電容量を並列リアクトルにより補償し、発電機内部電圧 E_1 を大きくすることが効果的である。調速機により P_m を励磁制御系により E_1 を制御することはその応答速度に難があり、上記表が示すほどの効果は期待し得ない。

このことはシミュレーションの結果によつても確認された。

第4章 不規則変動負荷に対する同期機の安定性

系統故障等、系統状態急変時の安定性については前章までに論じた。1回の変動は小さくても、これが繰返しおこると変動周期と、同期機動揺の固有振動周期とが合調し、振動を助長して系を不安定に至らしめることがある。

このような場合の系統動揺問題は確率論的見地より検討しなければならない。⁽³³⁾

1. アーク炉負荷に対する同期機の特性

製鋼用アーク炉に起因する電圧フリッカの防止対策としてはいろいろな方法がある。⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾

このうちの1つに同期調相機と緩衝リアクトルを併用する方法がある。この系統の設計において、フリッカ低減効果を高めるため、緩衝リアクトルの値を大きくすると調相機の同期化トルクが小さくなって負荷変動に対する同期機の動揺が大きくなり、かえってフリッカが助長される結果となる。負荷変動が不規則である場合には、確率的な問題となり、動特性の解析にはスペクトル密度による手法⁽³³⁾⁽³⁷⁾が適用される。

電力動揺の値を解析的に求め、フリッカ防止装置の設計に対して理論的根拠を与えた

1-1 アーク炉負荷に対する同期調相機動揺方程式

アーク炉はアーク放電と短絡とを不規則に繰返している。短絡時の過電流を抑制するための限流用リアクトルを有しており、これを含めた等価回路は図1-1で示すことができる。 r_f がアーク抵抗であり、短絡はスイッチSを閉じることと表わす。このSの開閉が不規則であるとしてアーク炉特性を表現する。

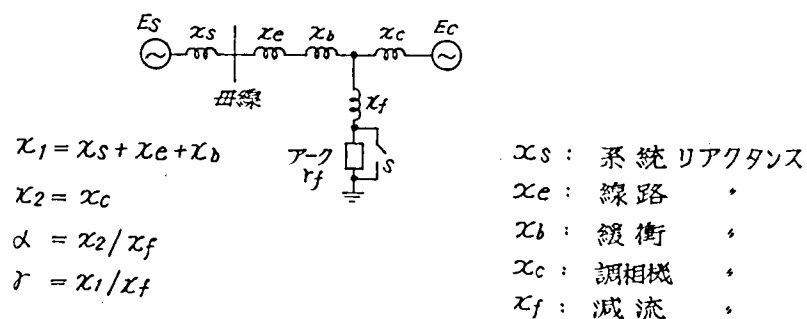


図1-1 アーク炉等価回路

同期調相機の電力動揺は次式で与えられる。

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} = -F_1(\theta) \quad \text{state I} \quad \dots \dots \dots (1-1)$$

$$= -F_2(\theta) \quad \text{state II}$$

$$F_1(\theta) = -\frac{\pi f}{H} k_1 \{ \sin(\theta + \beta') \sin(\theta_0' - \theta') \} + T_d \frac{d\theta}{dt} \quad (1-2)$$

$$F_2(\theta) = -\frac{\pi f}{H} k_2 \{ \sin(\theta + \beta) \sin(\theta_0 + \beta) \} + T_d \frac{d\theta}{dt}$$

ここで

$$k = e_s e_c / \{ (x_1^2 + x_2^2 + x_1 x_2 \frac{x_f}{r_f^2 + x_f^2})^2 + (x_1 x_2 \frac{x_f}{r_f^2 + x_f^2})^2 \}^{1/2}$$

$$\sin \theta_0 = \frac{r_f}{r_f^2 + x_f^2} x_1$$

$$\tan \beta = \frac{x_1 x_2 \frac{r_f}{r_f^2 + x_f^2}}{x_1^2 + x_2^2 + x_1 x_2 \frac{x_f}{r_f^2 + x_f^2}}$$

$$\theta_0' = \theta_0 (1-L)$$

$$\beta' = \beta (1-L)$$

$$k = k_{10}, k_2 = k_{20} - (k_{10} - k_{20})(1-L)$$

$$k_{10} = [k]_{r_f} = 0, k_{20} = [k]_{r_f} = R$$

T_d : 同期調相機制動トルク係数

e_s : 系統電圧

e_c : 調相機内部電圧

state I にある時間 τ_1 , state II にある時間 τ_2 は不規則であつてそれぞれある確率分布 $P_1(\tau)$, $P_2(\tau)$ にしたがう。負荷変動の大きさ L も不規則であり、その大きさは確率分布 $P(L)$ にしたがう。

方程式 (1-1), (1-2) は非線形であるが、変動が比較的小さいと仮定し線形化すれば、

$$F_1(\theta) = -\frac{\pi f}{H} k_1 (\theta + \theta_0') + T_d \frac{d\theta}{dt}$$

$$F_2(\theta) = -\frac{\pi f}{H} k_2 (\theta + \theta_0) + T_d \frac{d\theta}{dt}$$

となる。また実系統においては一般に、 $k_1 = k_2$ であるから、強制項 θ_0' , θ_0 を一つにまとめ、 $\theta_0(t)$ とあらわせば、

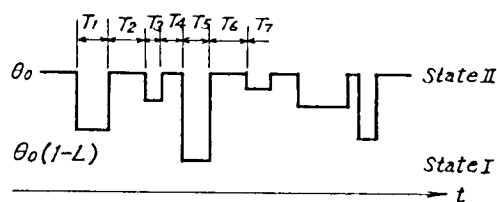
となる、ただし、 $\theta_0(t)$ は図 1-2 に示す関数である。

実験結果^(6,7)によれば、 τ_1 、 τ_2 、 L の累積分布はつぎの形をとっている。

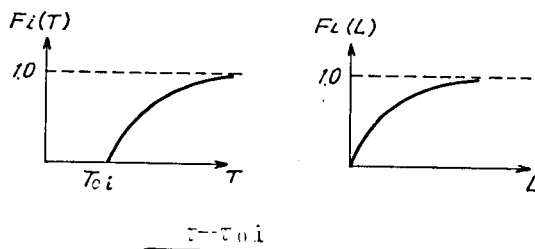
$$F_L(L) = \int_0^L P_L(L) dL = 1 - e^{-\frac{L}{u(L)}}$$

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x < 0 \\ 1 & x > 0 \end{cases} \quad \text{單位開數}$$

これらは、poisson 分布である。

 $\tau_2 n - 1$ は $P_1(\tau)$ なる確率分布にしたがう
$$\tau_2 n \quad \text{は} \quad p_2(\tau) \quad "$$
$$L \vdash PL(L) \quad //$$

各 state は互いに独立である

图 1-2 負荷変動 $\theta_0(t)$ 

$$\text{Fi}(\tau - 1 - c \frac{\tau - \tau_0}{\tau - \tau_0}) \text{Fi}(j) = 1 - c \frac{1}{l_U}.$$

$$u(x) = \begin{cases} 0 & (x < 0) \\ 1 & (x \geq 0) \end{cases} \quad \text{單位関数}$$

1-3 負荷変動の累積分布

1-2 統計的方法による解析

線形の系においては、重ね合せの理が成立するから、定常不規則信号を平均値（直流分）とそのまわりの変動分とに分けて論じることができる。

入力信号 $\theta_0(t)$ のスペクトル密度を $X_0(\omega)$ とし、

$$\theta_0(t) = \theta_{0v}(t) + \bar{\theta}_0$$

$$X_0(\omega) = X(\omega) + 2\bar{\theta}_0 \delta(\omega)$$

ここで

$$\delta(x) = \begin{cases} 0 & \text{for } x \neq 0 \\ \infty & x = 0 \end{cases}$$

$$\int_0^\infty \delta(x) dx = \int_{-\infty}^0 \delta(x) dx = 1/2$$

出力信号 $\theta(t)$ のスペクトル密度を $Y_0(\omega)$ 、線形伝達関数の周波数特性を $F(\omega)$ とすれば、

$$\theta(t) = \theta_v(t) + \bar{\theta}$$

$$Y_0(\omega) = Y(\omega) + 2\bar{\theta}^2 \delta(\omega)$$

$$Y(\omega) = 2\bar{\theta}^2 \delta(\omega) = |F(\omega)|^2 [X(\omega) + 2\bar{\theta}_0^2 \delta(\omega)]$$

となる。(33) 式 (5-4) から出力の平均値は

$$\bar{\theta} = \frac{1}{|F(0)|} \bar{\theta}_0$$

分散 (variation) σ は、

$$\sigma^2 = \int_0^\infty Y(\omega) d\omega = \int_0^\infty |F(\omega)|^2 X(\omega) d\omega$$

として求めることができる。

入力、すなわち変動負荷のスペクトル密度は次式のようになる。(37)

$$\bar{\theta}_0 = \theta_0 \left(1 - \frac{\bar{\tau}_1}{\bar{\tau}_1 + \bar{\tau}_2} \frac{\bar{L}}{\bar{L}} \right)$$

$$X(\omega) = \frac{2}{\bar{\tau}_1 + \bar{\tau}_2} \frac{(\theta_0 \bar{L})^2}{\pi \omega^2} \cdot \frac{1}{1 + R} \left\{ \frac{2\chi_1(\omega) \chi_2(\omega) - \chi_1(\omega) - \chi_2(\omega)}{1 - \chi_1(\omega) \chi_2(\omega)} \right.$$

$$\left. + e^2 (1 - R \{ \chi_1(\omega) \}) \right\} \dots\dots\dots (1-5)$$

式 (1-5) において、

$$\bar{\tau}_1 = \int_0^\infty \tau P_1(\tau) d\tau : \text{state I にある時間の平均値}$$

$$\bar{\tau}_2 = \int_0^\infty \tau P_2(\tau) d\tau : \text{state II における時間の平均値}$$

$$\bar{L} = \int_0^\infty L P_L(L) dL : \text{負荷変動分の平均値}$$

$$\overline{L^2 \varepsilon^2} = \overline{L^2} - \overline{L}^2 \quad (\overline{L^2} = \int_0^\infty L^2 P_L(L) dL) : \text{負荷変動の分散}$$

の自乗

$$\chi_1(\omega) = \int_0^\infty P_1(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau = \frac{e^{-j\omega\tau_{20}}}{1+j\omega(\tau_1 - \tau_{10})}$$

$$\chi_2(\omega) = \int_0^\infty P_2(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau = \frac{e^{-j\omega\tau_{20}}}{1+j\omega(\tau_2 - \tau_{20})}$$

R { } は { } 内の実数部

同期調相機の動揺の式 (1 - 3) を式 (1 - 6) のように書きかえておく。

$$\left(\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right) \theta(s) = -\theta_0(s) \dots\dots (1 - 6)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\pi f}{H} k}, \quad \zeta = \frac{\tau d}{2\omega_0}$$

$$\tau d = \frac{\omega_0^2 T_d}{k} = \frac{\pi f T_d}{H}$$

$$|F(\omega)|^2 = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \dots\dots (1 - 7)$$

出力、すなわち、同期調相機内部位相角 $\theta(t)$ のスペクトル密度は、式 (1 - 4) により求まり、平均値および分散はつぎのようになる。

$$\begin{aligned} \overline{\theta} &= \overline{\theta}_0 \\ \sigma^2 &= \int_0^\infty \frac{X(\omega)}{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} d\omega \dots\dots (1 - 8) \end{aligned}$$

$\zeta \ll 1$ なるときには

$$\sigma^2 \cong \frac{\pi}{4\zeta} \omega_0 X(\omega_0) \dots\dots\dots (1 - 9)$$

である。³⁹⁾

一般に不規則な信号は伝達関数（多くの場合低域フィルタ）を通るたびにだんだん正規分布に近づいていくと予想される。あとでのべる実験例では、入力信号は、Poisson 分布にしたがっているが、出力（同期機内部位相角の大きさ θ ）は正規分布にしたがっている。

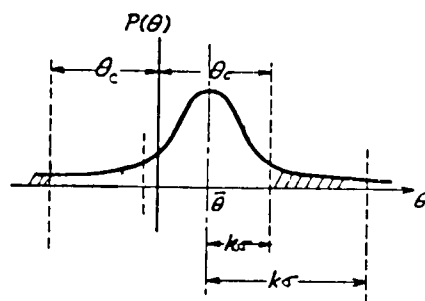


図 1-4 同期調相機内部位相角の動揺確率分布

θ が正規分布にしたがうものとすれば、

$$P(\theta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\theta-\bar{\theta})^2}{2\sigma^2}}$$

$\theta - \bar{\theta}$ の大きさが $k\sigma$ をこえる確率は、

$$P[|\theta - \bar{\theta}| \geq k\sigma] \cong \frac{e^{-\frac{1}{2}k^2}}{k\sqrt{2\pi}} \quad \text{for } k \gg 1 \dots\dots\dots (1-10)$$

θ が θ_c をこえる確率は、

$$P[|\theta| > \theta_c] = \frac{1}{2} \{ P[|\theta - \bar{\theta}| \geq k\sigma] + P[|\theta - \bar{\theta}| \geq h\sigma] \}$$

である。 $\dots\dots\dots (1-11)$

1-3 計算例

(1) アーク短絡負荷変動実験データ

アーク短絡負荷の実験データ⁽²⁾を整理した結果によると、負荷変動の継続時間および大きさは、つぎの確率分布にしたがっている。

state Iにある時間

$$\bar{\tau}_1 = 0.22, \quad \tau_{10} = 0.14(\text{sec})$$

$$P_1(\tau) = \frac{1}{0.08} e^{-\frac{\tau-0.14}{0.08}} u(\tau-0.14)$$

$u(x)$: 単位関数 (unit step function)

state IIにある時間

$$\bar{\tau}_2 = 0.16, \quad \tau_{20} = 0.04(\text{sec})$$

$$P_2(\tau) = \frac{1}{0.12} e^{-\frac{\tau-0.04}{0.12}} u(\tau-0.04)$$

変動負荷の大きさ

$$\bar{L} = 0.23$$

$$P_L(L) = \frac{1}{0.23} e^{-\frac{L}{0.23}}$$

$$\bar{\varepsilon}_2 = \left(\frac{\theta_0 (I_r - \bar{L})^2}{\theta_0 \bar{L}} \right) = 1$$

(2) シミュレーションによる実験

アーク短絡が動揺した場合に、調相機の内部位相角の変動がどの程度であるかは動揺の方程式を線形化した場合には1-2項に示すような方法にしたがって、解析的にとくことができる。系統の数学的モデルが複雑な場合(たとえば電力動揺が非常に大きく系の非線形性を考慮しなければならない場合、あるいはAVRの影響を考慮しなければならない場合)には解析的に解くことはむずかしい。このようなときには系の統計的な特性(Stochastic Characteristics)をその特性に合致した乱数(Random Number)によって表わして、系統を模擬(Simulate)する方法をとるのがよい。この場合の計算はディ

シタル計算機でおこなうことができる。

前節のような統計的な特性をもったものについて計算した結果を示せば、図 1-5 のとおりである。計算は下記のようにしておこなった。

(a) 電力動揺方程式 (1-1), (1-2) は、Runge - Kutta 法でといた。

計算にもちいた時間間隔は、

$$\tau < 0.1 \text{ sec ならば} \quad \Delta t = \frac{t}{2}$$

$$0.1 \leq \tau < 0.25 \text{ sec ならば} \quad \Delta t = \frac{t}{5}$$

$$0.25 \leq \tau \text{ ならば} \quad \Delta t = \frac{t}{10}$$

(b) 系統の定数は

$$x_1/x_f = 0.25, 0.5, 0.75, 1.0$$

$$x_2/x_f = 0.8$$

$$\theta_0 = \sin^{-1} \frac{r_f}{r_f^2 + x_f^2} x_f$$

$$\frac{\pi f}{H} k^2 = 160$$

$$T_d = \frac{4}{4\pi f}, \quad H = 1.75$$

負荷変動については、(1)を参照

図 1-5 をもとにして同期調相機内部位相角の動揺の累積分布をとった結果を図 1-6 に示す。入力信号 (負荷変動) は Poisson 分布にしたがつているが、出力信号 (内部位相角の大きさ) は正規分布をしている。

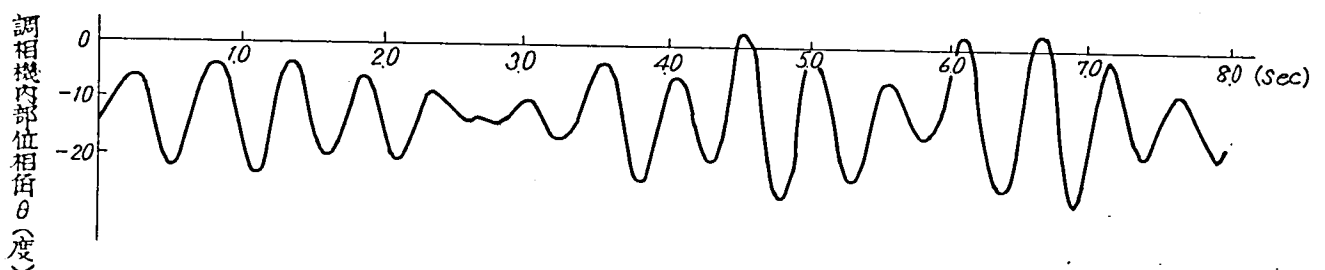


図 1-5 同期調相機内部位相角の動揺

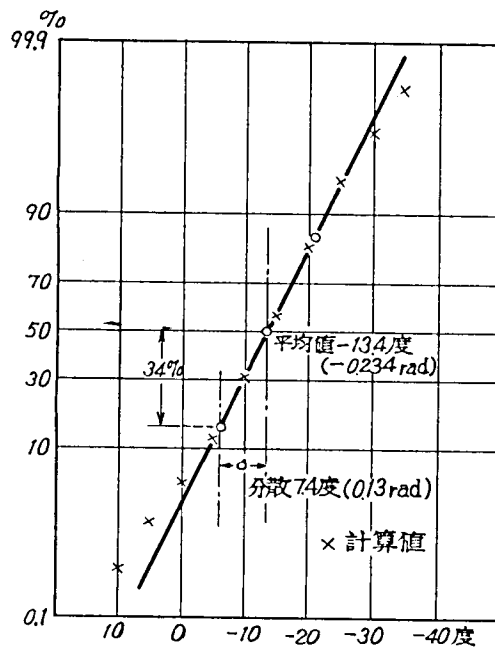


図 1-6 同期調相機内部位相角動揺の累積分布

(3) 理論値と実験値との比較

理論式 (1-8), (1-9) によって、 θ の平均値と分散とを求めてみる。

$$\omega_0 = 12.7$$

$$\tau d = 1.27 (\zeta = 0.05)$$

であるから、それぞれつぎのようになる。

$$\text{平均値} \quad \bar{\theta} = \bar{\theta}_0 = \theta_0 \left(1 - \frac{\bar{\tau}_1}{\bar{\tau}_1 - \bar{\tau}_2} \bar{L} \right)$$

$$= -0.226 \text{ rad } (-13.0 \text{ 度})$$

分散

$$\sigma^2 = \frac{\pi}{4\zeta} \omega_0 \times (\omega_0) = 0.0175$$

$$\sigma = 0.132 \text{ rad } (7.6 \text{ 度})$$

これらの値を実験値^{註)}と比較すれば、表 1-1 に示すとおりである。

註) 実験値: (2) でおこなった数値計算値のこと。

表 1-1 調相機内部位相角の平均値と分散

	理 論 値(9)	実 験 値(9)
平均値 $\bar{\theta}$	-13.0	-13.4
分 散 σ	7.6	7.4

変動負荷に対する同期調相機の動揺の大きさは(1-9)式によつて与えられる。

$$\sigma^2 \approx -\frac{\pi}{4\zeta} \omega_0 X(\omega_0)$$

ここで $X(\omega_0)$ は変動負荷の特性であり、 σ を小さくするには $(\pi\omega_0/4\zeta)$ の項を小さくすることが必要である。

$$\frac{\pi\omega_0}{4\zeta} = \frac{\pi k}{2Td}$$

したがつて制動トルク係数 Td が支配的な要因である。一方制動トルク係数 Td は調相機制動巻線と系統との間のリアクタンスによつて定まり、⁽²⁾ 次項においてのべる緩衝リアクトル適正値の決定にあたつてはこの効果をも考慮に入れることが必要である。

1-4 緩衝リアクトルの適正値

母線電圧の変動はその起因を2つに分けて考えることができる。

- (1) アーク電流の変化によるもの
- (2) 調相機位相角の動揺に伴うもの

(1)は電圧降下係数 X_{mn} により求まり

$$\begin{aligned} \Delta V_1 &\approx j X_{mn} \Delta i_q \\ X_{mn} &= x_s \frac{\alpha}{\alpha + \gamma} \end{aligned} \quad \} \dots\dots\dots (1-12)$$

ここで Δi_q : アーク電流変動分の無効成分

$$\alpha = x_2 / x_f$$

$$\gamma = x_1 / x_f$$

(2)は調相機位相角の変動分を $\Delta\theta$ として次式で求められる。

$$\Delta V_2 \approx \frac{x_s}{x_f} \frac{1}{\alpha + \gamma + \alpha \gamma} E_c \sin \bar{\theta} \Delta\theta \quad (1-13)$$

ここで $\bar{\theta}$: 調相機内部位相面の平均値

E_c : 調相機内部電圧 (= 1.0)

この2つの現象を互いに独立と仮定すれば、電圧変動の分散は

$$\sigma^2(\Delta V) = \sigma^2(\Delta V_1) + \sigma^2(\Delta V_2) \quad (1-14)$$

により推定される。ここで Δi_q (ΔQ とほぼ等しい) は従来の実測データよりその統計的性質は推測される。

$\Delta\theta$ はアークが電力変動 ΔP の統計的性質がわかれば、前項までのべた方法によつて求めることができる。 $\sigma^2(\Delta V)$ と の関係は図1-7に示すようになりこれによつて緩衝リアクトルの適正值が決定される。

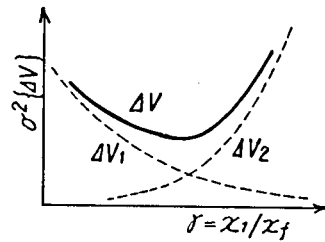


図1-7 フリツカ電圧と緩衝
リアクトル容量

アークが負荷による電圧フリツカ問題等、対象とする現象が不規則な場合には、その抑制装置の効果、安定性などは確率論的見地から論じられなければならない。このうちの一つ同期調相機と緩衝リアクトルを併用する方式について検討した。系の設計にあたり要求される事項はできるだけ安い費用で、電圧変動を許容値以内に収めることである。電圧変動の問題は無効電力の静的な配分だけでなく、調相機の電力動揺のような動的な現象も含んでいる。不規則な現象の動的な問題の解析にスペクトル密度による方法を適用した。

母線電圧変動の起因は

- (1) アーク電流の変化によるもの
- (2) 調相機位相面の動揺に伴うもの

の2つに分けられる。(1)は静的な現象であり緩衝リアクトルを大きくとることによつて低減できる。これに対し(2)は動的な問題で緩衝リアクトルを大きくすると逆に助長されついには安定性が失われる危険がある。適正值が存在する。この値を解析的に求める方法を与えた。動揺の大きさは負荷変動のスペクトル密度と系の動特性より求められるか、このとき支配的な要因となるのは調相機制動巻線による制動効果である。

第5章 系統電圧変動時における電動機の安定性向上

産業（工業）プラントにおいて電力系統の事故により、大容量電動機が脱調すると大きな被害をこうむることになる。脱調による機器自体への障害だけでなく、脱調することによつて工場電圧が低下し、他の機器の運転に事故が波及して、生産システムが停止する危険を有している。このため一般には脱調前に電動機を系統より離脱させる方式がとられている。一方、電動機を離脱させるというのは工業プロセスへのエネルギー供給の一部を断つことであり、そのため生産性が阻害されることになる。

工場電気系統の保護にあたってはエネルギーの連続的な供給を最大限に維持することがもつとも重要なことであり、機器の保護のみならずシステムとしての総合的な保護を必要とする。かかる観点から電動機の保護をおこなうための妥当な保護器の設定には、その安定度限界を正確に把握しておくことが必要である。（41）

この章においては一般的なモデル系統を設定し

- (i) 電動機の安定度限界
 - (ii) 工場が無停止であるための条件、対策、保護方式
 - (iii) 機器におよぼす衝撃
- について検討する。

1. 同期機と誘導機の相異点

同期機の安定性についてはすでに多くを論じてきたが、誘導機の安定性の問題は同期機にくらべ不明確である。同期機の安定性について再考し、それとの対比によつて誘導機の安定性の定義をおこない、以下の議論の根拠とする。あわせて系統電圧変動時における両者の特性の相異点について比較する。

1-1 同期機の安定性の判別

同期機よりなる系統の過渡安定度問題の方程式は非線形常微分方程式であつて、その解の安定性については種々の判定法があるが、一般には次のように定義され

る。

定義Ⅰ：

「同期機相互の位相角の差が時間の経過とともに有限値に収束するときに安定という。

$$t \rightarrow \infty, \quad \theta_i - \theta_j \rightarrow M \quad (1-1)$$

$$(i, j = 1, 2, \dots, n)$$

$$|M| < \infty$$

ここで θ_i ：同期機の内部位相角」

この定義によつて問題を解くことは実用上無意味である。そこで次の判定法がもちいられることが多い。

定義Ⅱ：

「ある基準位相角に対する同期機位相角が 2π 以上変化すれば不安定

$$|\Delta\theta_i(t) - \Delta\theta_i(t_0)| \geq 2\pi \quad (1-2)$$

$$\Delta\theta_i(t) = \theta_i(t) - \theta_o(t)$$

$\theta_o(t)$ は基準位相角

すべりが2回符号を変えれば安定

$$s_i(t) \cdot s_i(t + \Delta t) < 0 \quad \text{となることが2回} \quad (1-3)$$

$$s_i(t) = \Delta\dot{\theta}_i(t) - \dot{\theta}_i(t) - \dot{\theta}_o(t) \quad \text{」}$$

基準位相角としては

$$\theta_o(t) = \frac{\sum k_i \theta_i(t)}{\sum k_i}$$

k_i ：各機器の容量

をとるのがよい。

この判定法は同期機安定問題の基本となる方程式

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} + 2\xi \frac{d\theta}{dt} + \sin \theta = \sin \beta \quad (1-4)$$

の解が図1-1のようになることにもとづいている。

図1-1において

軌跡Ⅰ：安定 (○点において $\dot{\theta}$ の符号が変わる

軌跡Ⅱ：不安定 ②点において $\dot{\theta}$ の符号が変わるが1回だけである。

②間の位相差は 2π radian

軌跡Ⅲ：不安定と判定 定義Ⅰによれば安定であるが、②間の位相差は 2π radian であつて磁極は1回以上すべつており、定義Ⅱにより不安定と判定される。

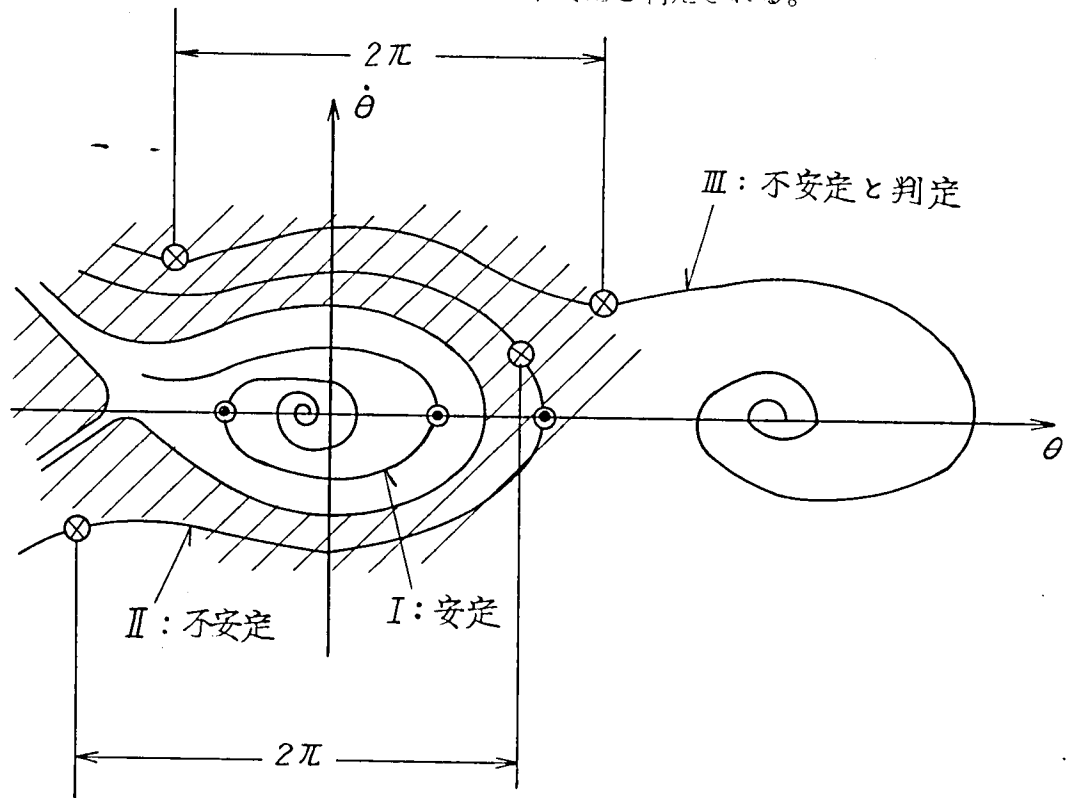


図 1-1 同期機安定問題基本方程式

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} + 2\xi \frac{d\theta}{dt} + \sin \theta = \sin \beta$$

の解の軌跡（位相面による表示）

1-2 誘導機の安定性の判別

誘導機の安定性の判定は同期機にくらべ、さらに困難をとまう。誘導機はある大きさのすべりをもつて運転されるが、そのすべりの大きさは誘導機のトルク速度特性と、負荷特性とによつて定まる。まづ安定性の定義をおこなう。

定義1：

「誘導機のすべりが時間の経過とともに1.0でない一定値に収束するとき安定という。」

$$t \rightarrow \infty, \quad s_i(t) \rightarrow s_o \quad (1-5)$$

$$s_o \neq 1.0$$

ここで $s_i(t) = \dot{\theta}_o(t) - \dot{\theta}_i(t)$

$\theta_i(t)$ ：誘導機回転子回転角

$\theta_o(t)$ ：電源電圧位相角

この定義によつて誘導機の安定性を論ずることは実用上得策ではない。

静特性について考察する。図1-2において負荷特性 P_L とすれば s_o が安定動作点で、すべり S がすべりの限界値 s_c より小さければ（速度が大きければ）誘導機出力が負荷よりも大きく電動機は加速して動作点は s_o に収束する。すなわち $S > s_c$ が安定領域である。 $S < s_c$ となれば負荷トルクが誘導機出力トルクを越え、誘導機は減速し、ついには停止にいたる。すなわち不安定領域である。

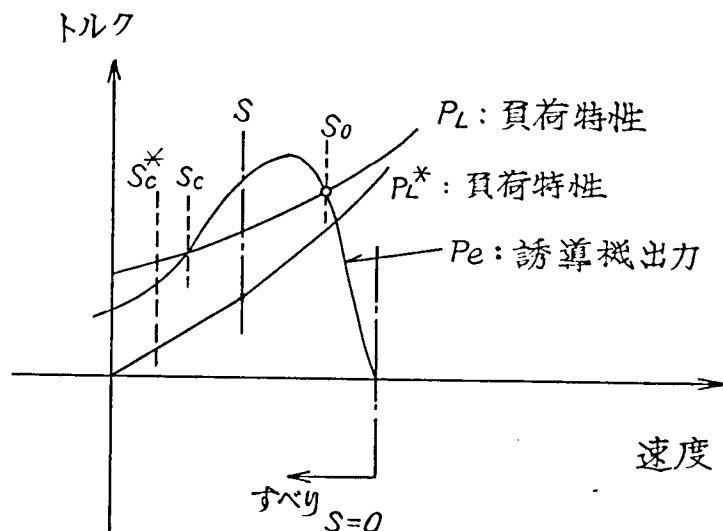


図1-2 誘導機のトルク速度特性と負荷特性

以上の考察より安定性の判別にはすべり限界値として S_c をもちいることができる。一方、負荷特性が P_L^* のときには停止にいたることはないが、実用上適当な大きさのすべり S_c^* をこえれば不安定とみなす。

実用的な判定法として次の定義がえられる。

定義Ⅱ：

「誘導機のすべりが、 $\min(S_c, S_c^*)$ をこえれば不安定

$$S < \min(S_c, S_c^*) \text{ なら不安定} \quad (1-6)$$

S_c : 誘導機トルク速度特性と負荷特性より定まるすべり限界値

S_c^* : 規定すべり限界値……負荷特性により適当に定める

$$S_0 > S > S_c \text{ のとき} \quad S(t) - S(t + \Delta t) > 0$$

$$S > S_0 \text{ のとき} \quad S(t) - S(t + \Delta t) < 0$$

なら安定

(1-7)

1-3 同期機と誘導機特性上の相異点

系統電圧変動時における同期機と誘導機の特性上の最も大きな相異点は安定性に対する判定基準である。同期機における不安定とは脱調であり、注目すべき状態変数は位相差である。これに対し、誘導機の場合の不安定とは速度低下であり、これに対する状態変数は速度である。

誘導機は定常運転状態においてすべりを有しているため、再投入時に逆位相となる可能性が大きくリーケージ・インピーダンスが小さいこととあいまって高速再投入時には大きな再突入電流が流れる危険を有している。しかしながら回転子回路の時定数が小さいため、事故時ならびに無電圧時間中における回転子回路磁束の減衰が大きく一定時限をおけば上記の危険はさけられる。このとき速度低下による安定性が重要問題となる。

一方、同期機は初期すべりを持たないため、通常高速再投入時における位相差は小さく、リーケージ・インピーダンスが大きいこととあいまって再突入電流は小さいが、再投入が遅れ逆位相となった場合には、回転子回路に励磁を有するため内部電圧が大きく、大きな突入電流が発生し、これによる電磁力は過大なものと

なる。また逆位相投入は脱調へと至る。

系統電圧変動時に注目すべき同期機と誘導機の特性上の相異点を表1-1に示す。

表1-1 同期機と誘導機特性上の相異点

	同 期 機	誘 導 機
1. 安 定 性	脱 調	速度低下
2. 工場系統に 対する事故波及	脱調による過電流 電圧低下	起動電流による 電圧低下
3. すべり	初期すべりなし 再投入時の位相差は小さい	あり 再投入時逆位相となることあり
4. インピーダンス	大きい	小さい 再突入電流が大きい
5. 回転子回路	励磁あり 時定数大きい 再投入時の内部電圧が高い	回路時定数は小さい 再投入時の残留電圧は小さい
6. ト ル ク	主として正相トルク	正相トルク 逆相電圧にもとづく制動トルク が大きい

2. 系統電圧変動時の同期機の安定度

工場受電系統において受電電圧が外部系統事故等により瞬時低下した場合、工場の電動機が脱調することがある。系統電圧の変動の大きさと、その持続時間の関数として安定度限界曲線を求める。

モデル系統として

(1) 同期電動機負荷を主とする工場受電系統

(2) 自家発電機を有する工場受電系統

の2つを考え、安定性向上対策について検討する。

自家発電機を持たない場合には、工場の運転系統は、外部系統の保護方式に依存し、協調する電動機は切り捨てなければならない。これがモデル(1)である。

自家発電機を有する工場受電系統においては、外部系統事故が長時間継続する場合には、工場系統を外部系統より切り離して単独系統とし、過剰負荷を切り捨て、工場の重要部分の運転を継続することができる。これがモデル(2)である。

2-1 同期電動機負荷を主とする工場受電系統

図2-1のような工場受電系統モデルを考える。すなわち、工場内の動力源は主として同期電動機よりなり、それらが外部系統電源から電力の供給を受けて運転されているようなモデル系統である。外部系統電圧が E_s から $(1-\varepsilon)E_s$ に降下して、時間 τ の後再び E_s に回復する系統じよう乱を考える。

なお、この時

- (i) 軸負荷一定
- (ii) 同期機 x_d' 背後の電圧一定
- (iii) 外部系統の慣性は無限大

と仮定する。図2-2 aに工場受電系統の等価回路を示した。

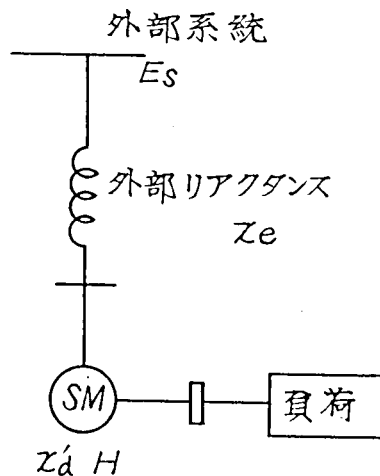


図2-1 工場受電系統—モデル(1)—

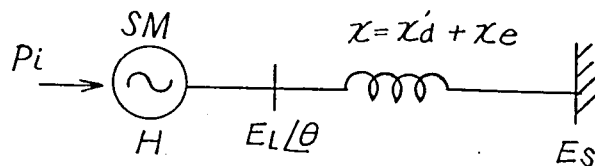


図 2-2 a 等価回路・モデル(1)

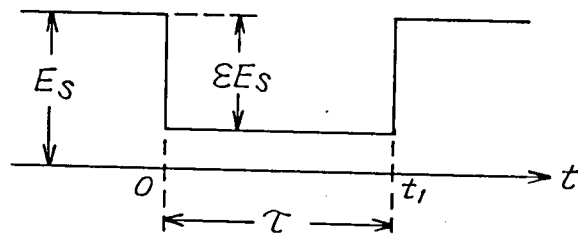


図 2-2 b 系統電圧の変動

電圧低下中 ($0 < t \leq t_1$)

$$\frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{E_L E_s (1-\epsilon)}{x} \sin \theta = P \quad (2-1)$$

ここで時間軸を変換する。

$$\frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + k (1-\epsilon) \sin \theta = 1 \quad (2-2)$$

$$\tau = 0 \text{ で } \theta_0 = \sin^{-1} \frac{1}{k}, \quad \frac{d\theta}{d\tau} = 0$$

$$\text{ただし } \begin{cases} \tau = \sqrt{\frac{\pi f}{H}} P \cdot t \\ k = \frac{E_L E_s}{x P} \end{cases}$$

電圧回復後 ($t_1 < t$)

$$\frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + k \sin \theta = 1 \quad (2-3)$$

上式において

H: 同期電動機単位直定数 (軸負荷を含む)

E_L : " 内部電圧 (x_d' 背後の電圧)

P: " 軸負荷

x: 系統等価インピーダンス $x = x_d' + x_e$

f: 系統周波数

(2-2), (2-3) 式を解いて工場系統が安定を失わないで運転を継続しうる事故継続最大時間を求める。

事故回復後系が安定であるためには ($\theta, \dot{\theta}$) 位相面において (2-2) 式によ

る解軌跡 T が時間 τ_L において (2-3) 式のセパトリックス^{註)} S_p の内部にあればよい。事故継続許容時間 τ_{max} は S_p と T とが交わる時間である。

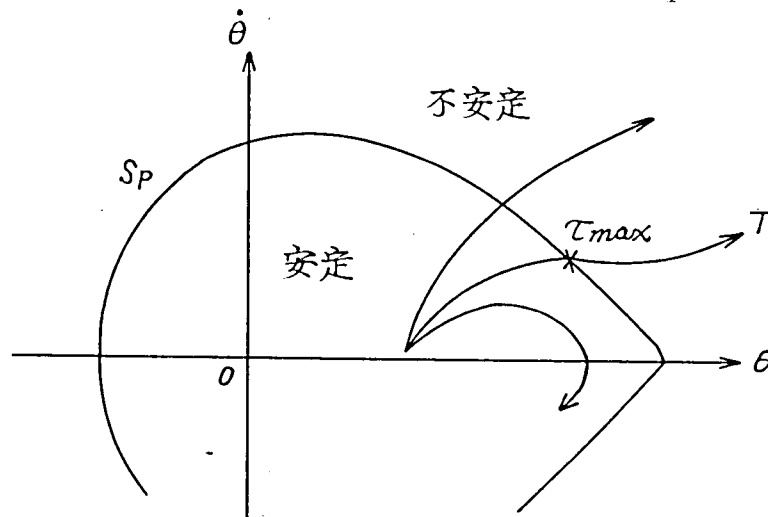


図 2-3 位相面による説明

図 2-4 には系統電圧の変動と許容事故継続時間の関係を示した。図 2-5 a ~ d には系統電圧変動に対する同期電動機の位相面解軌跡を示した。

系のパラメータ k, ε は

$$1/k = 0.2, 0.4, 0.5, 0.6$$

$$\varepsilon = 0.4, 0.5, 0.6, \dots, 1.0$$

を考える。

註) 第 3 章 1 節参照

図 2-4 系統電圧変動に対する同期電動機安定度限界

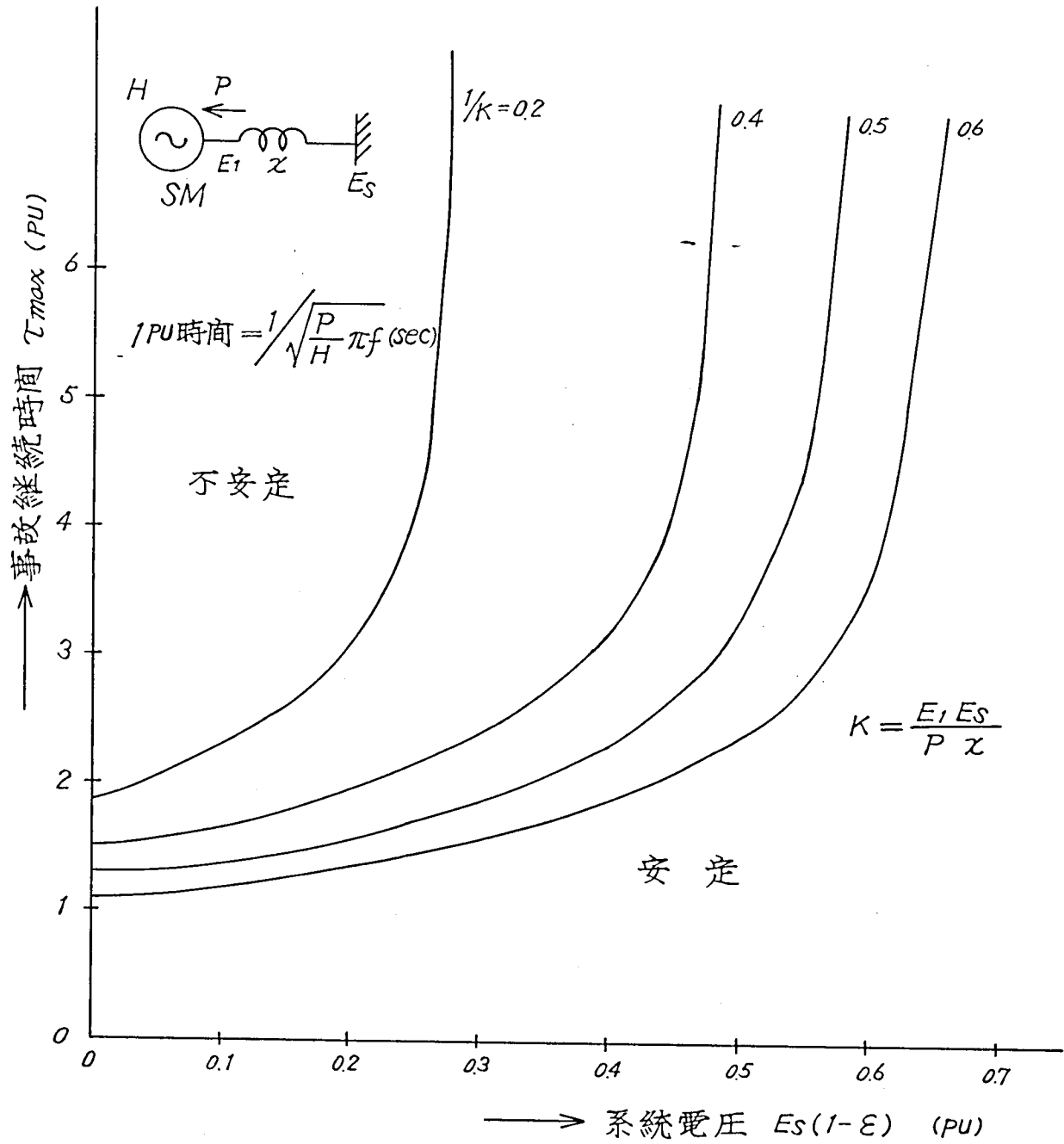


図 2-5 a 系統電圧変動に対する同期電動機の位相面軌跡 $1/k = 0.2$

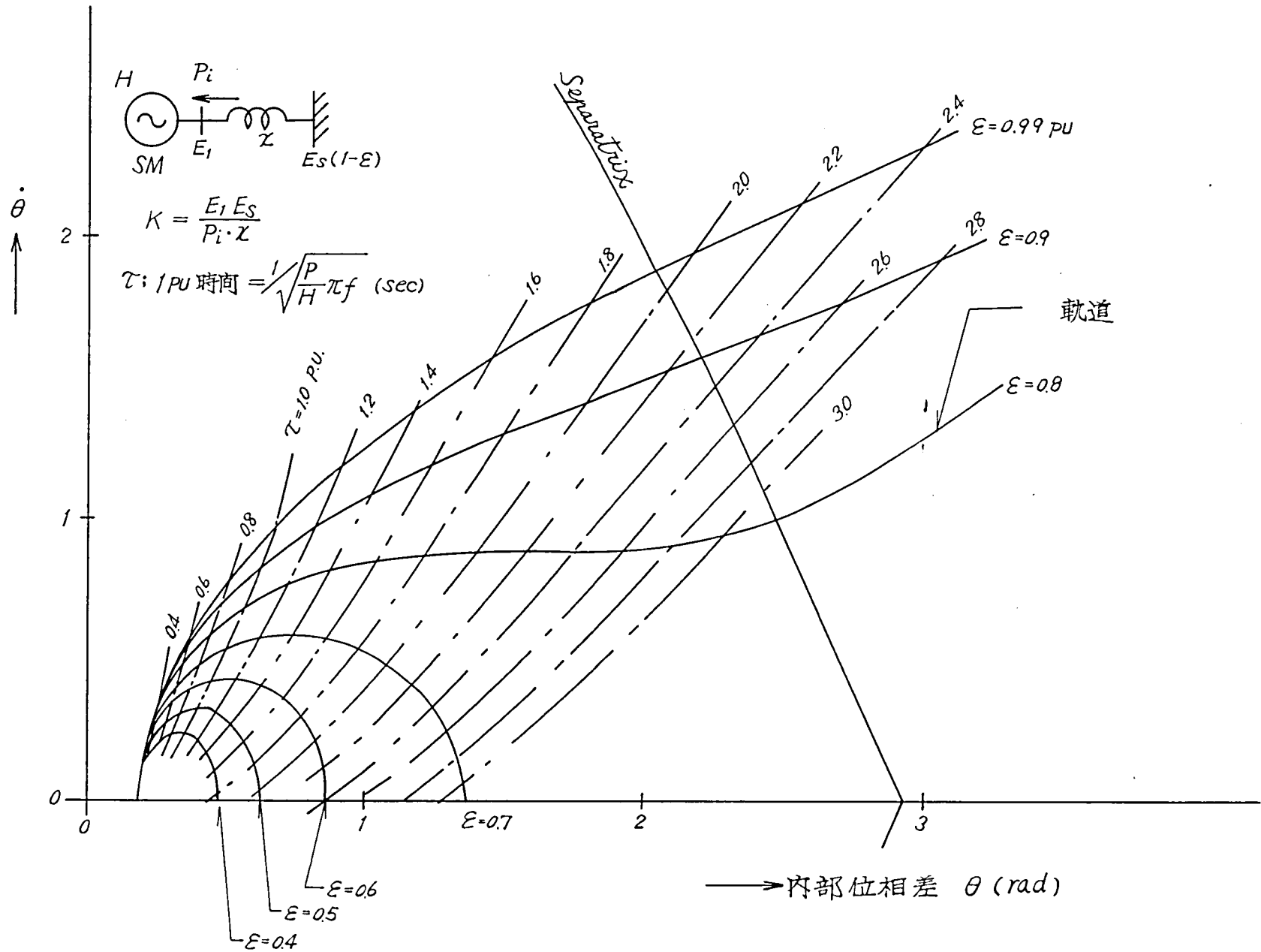


図 2-5 b 系統電圧変動に対する同期電動機の位相面軌跡 $1/k = 0.4$

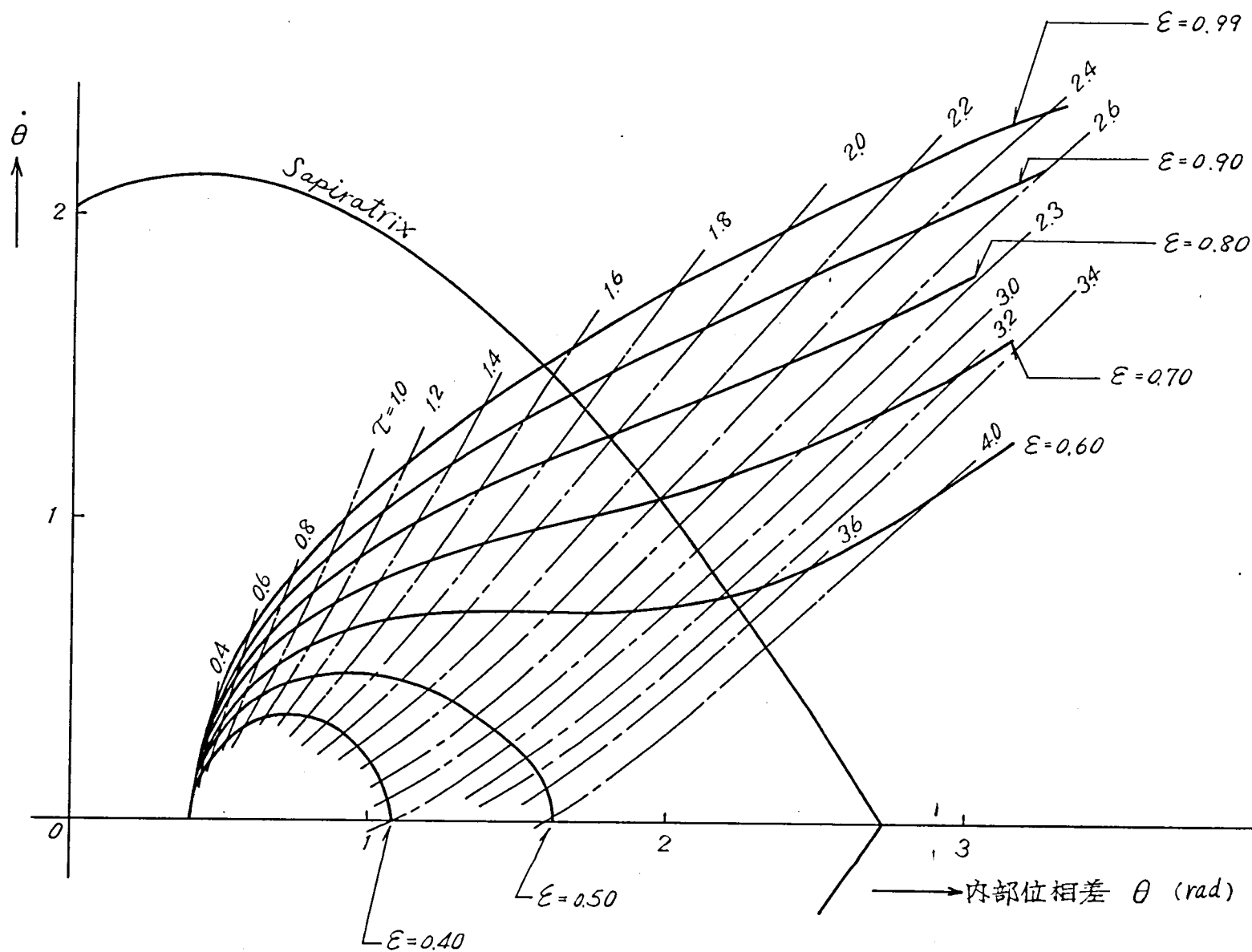


図 2-5 c 系統電圧変動に対する同期電動機の位相面軌跡 $1/k = 0.5$

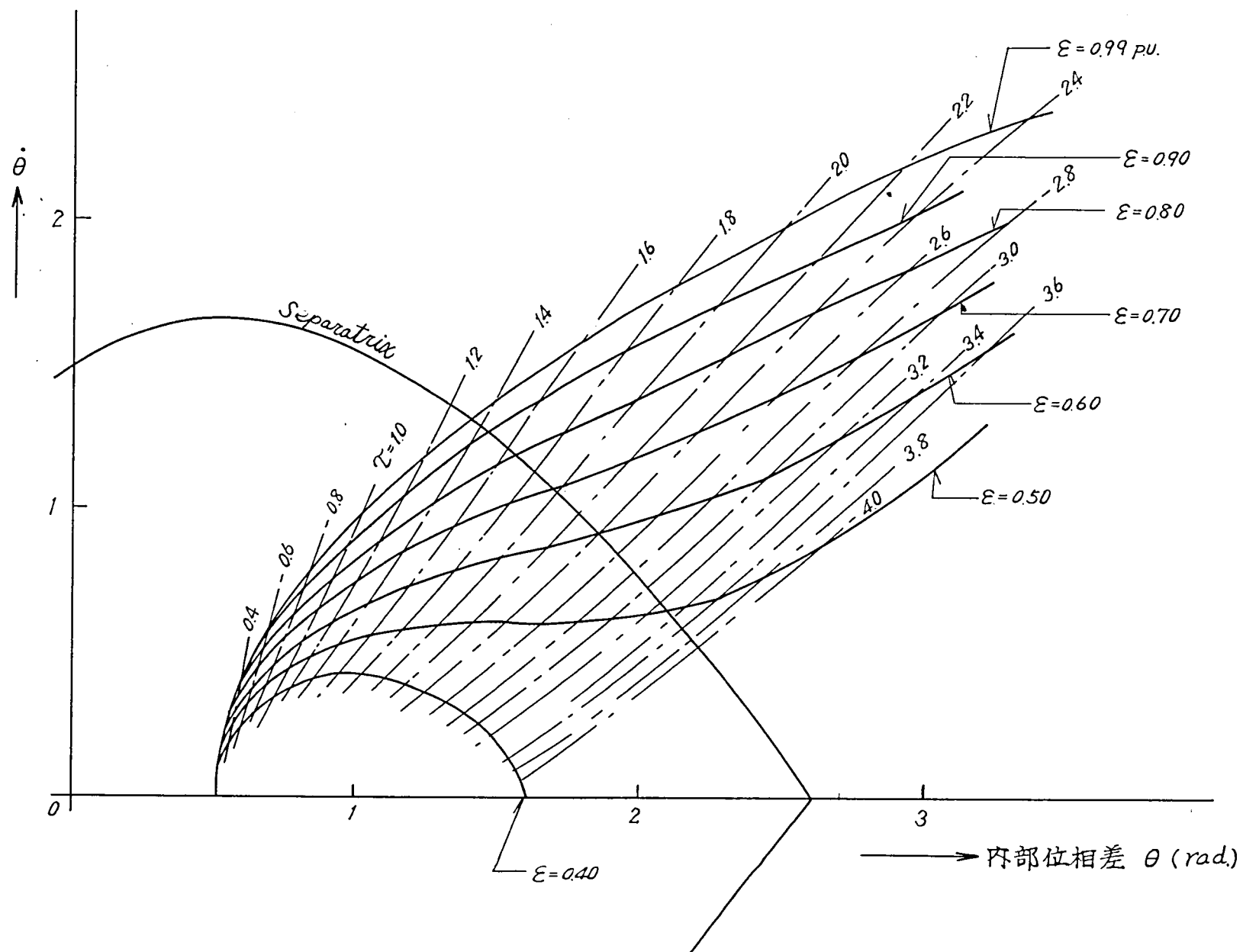
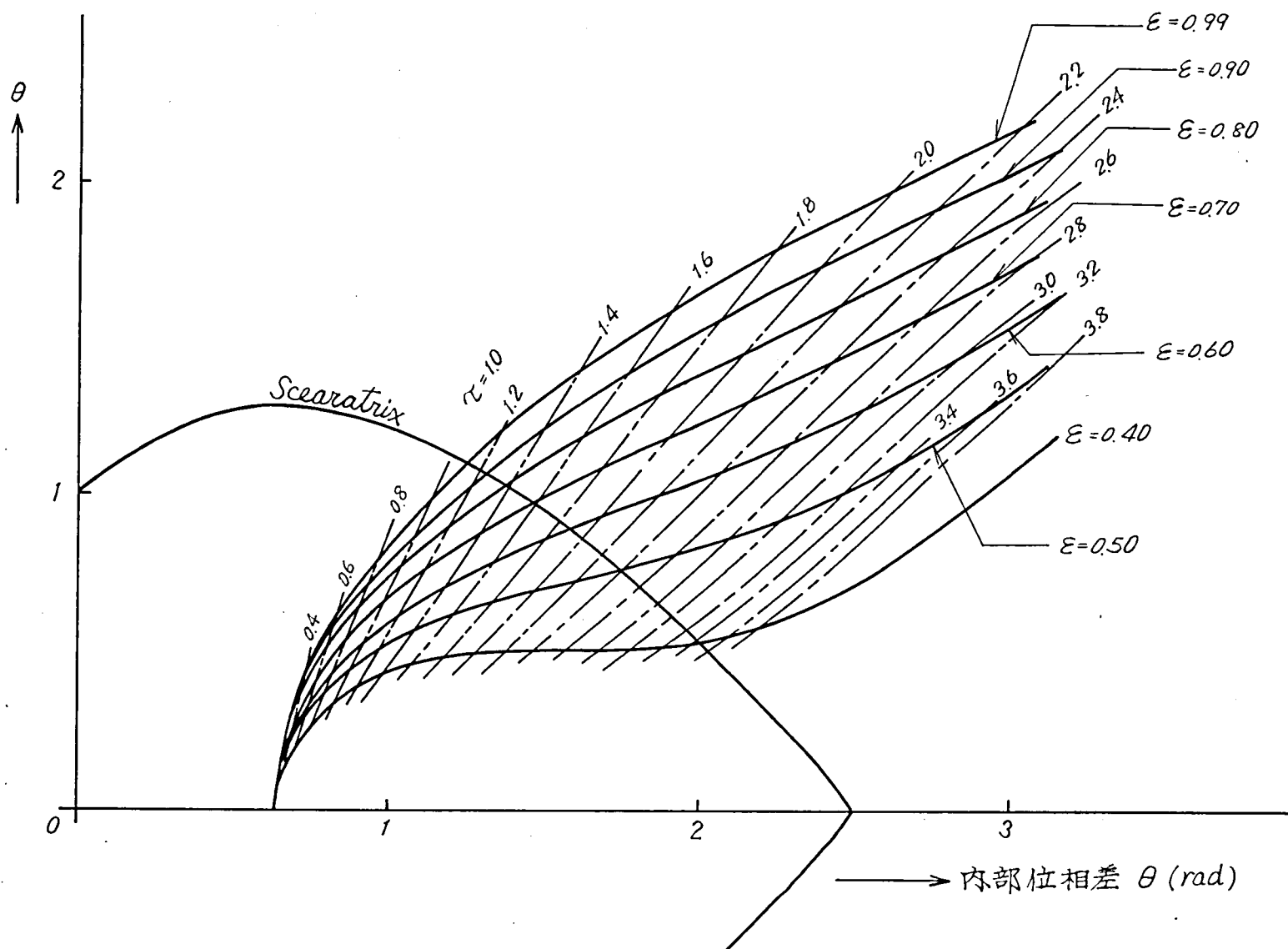


図 2-5 d 系統電圧変動に対する同期電動機の位相面軌跡 $1/k = 0.6$



2-2 自家用発電機を有する工場受電系統

図2-6に示すように、自家用発電機を有する工場受電系統において受電々圧が外部系統事故等により瞬時低下した場合、この系統を外部系統から分離し、重要度の低い負荷を制限して需給平衡を保ち、重要設備の運転を維持する方式が考えられる。同期電動機負荷を主体とする系統を事故系統より分離して安定度を維持するに必要なしや断時間について検討する。

外部系統において、事故Fが発生し、これの高速除去に失敗すると受電々圧 E_s の低下が持続し、工場系統は不安定に至ることがある。受電系統をSにおいて分離し、同時に重要度の低い負荷を S_1 において制限すれば自家用発電機と同期電動機よりなる工場系統は運転を持続することができる。

問題を簡略化するために図2-7 aの系統について論じる。すなわち、電圧低下前においてはSを流れる電力は零、言い換えれば発電機出力と電動機入力は等しいとする。時間 $t = 0$ で E_s が低下し、 $t = t_0$ においてSをしや断する。

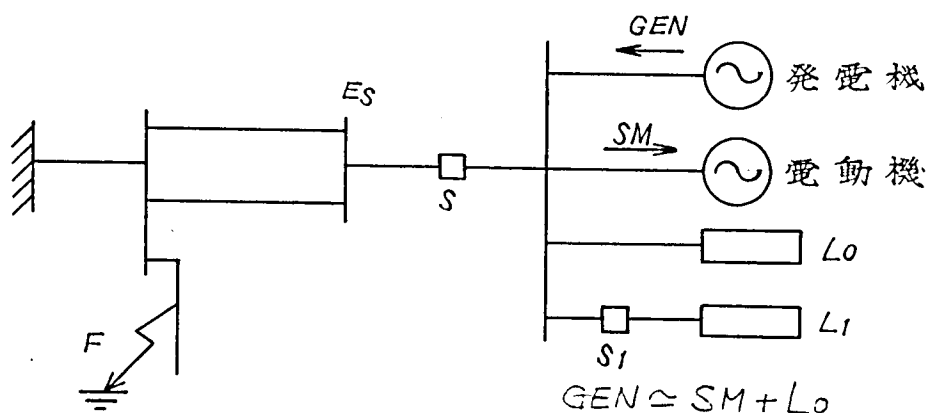


図2-6 自家用発電機を有する工場受電系統・モデル(2)

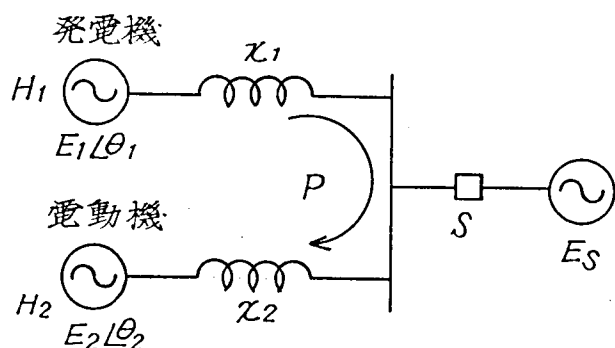


図2-7 a 等価回路・モデル(2)

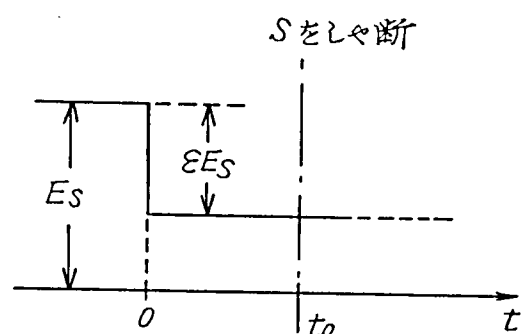


図2-7 b 系統電圧の変動

電圧低下時

$$\text{発電機側} : \frac{H_1}{\pi f} \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} + \frac{E_1 E_s (1-\varepsilon)}{x_1} \sin \theta_1 = P \quad (2-4)$$

$$\text{電動機側} : \frac{H_2}{\pi f} \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + \frac{E_2 E_s (1-\varepsilon)}{x_2} \sin \theta_2 = -P \quad (2-5)$$

外部系統しや断後 (Sしや断後)

$$\text{GEN} : \frac{H_1}{\pi f} \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{x_1 + x_2} \sin (\theta_1 - \theta_2) = P \quad (2-6)$$

$$\text{SM} : \frac{H_2}{\pi f} \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{x_1 + x_2} \sin (\theta_2 - \theta_1) = -P \quad (2-7)$$

(2-6), (2-7) 式より次式を得る。

$$\frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{x} \sin \theta = P \quad (2-8)$$

$$\text{ただし} \quad \left(\begin{array}{l} H = \frac{H_1 H_2}{H_1 + H_2} \\ x = x_1 + x_2 \\ \theta = \theta_1 - \theta_2 \end{array} \right)$$

(2-4), (2-5) および (2-8) 式を時間変換すると

$$\frac{H_1}{H} \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} + \frac{E_1 E_s}{P x_1} (1-\varepsilon) \sin \theta_1 = 1 \quad (2-9)$$

$$\frac{H_2}{H} \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + \frac{E_2 E_s}{P x_2} (1-\varepsilon) \sin \theta_2 = -1 \quad (2-10)$$

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{P x} \sin \theta = 1 \quad (2-11)$$

$$\text{ただし} \quad \tau = \sqrt{\frac{\pi f}{H}} P \cdot t$$

ここで、 $E_s = E_1 - E_2 = E$ として

$$\frac{E_1 E_2}{P x} = \frac{E^2}{P x} = k$$

$$\frac{H}{H_1} = \frac{H^2}{H_1 + H_2} = \gamma$$

$$\frac{x_1}{x} = \frac{x_1}{x_1 + x_2} = \xi$$

とおくと、

電圧低下時

$$\text{発電機側: } \frac{1}{\gamma} \frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + \frac{1}{\xi} k(1-\varepsilon) \sin \theta_1 = 1 \quad (2-12)$$

$$\text{電動機側: } \frac{1}{1-\gamma} \frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + \frac{1}{1-\xi} k(1-\varepsilon) \sin \theta_2 = -1 \quad (2-13)$$

$$\tau = 0 \text{ で } \theta_1 0 = \sin^{-1} \frac{\xi}{k}, \quad \frac{d\theta_1}{dt} = 0$$

$$\theta_2 0 = \sin^{-1} \left(-\frac{1-\xi}{k} \right), \quad \frac{d\theta_2}{dt} = 0$$

外部系統しや断後

$$\frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + k \sin \theta = 1 \quad (2-14)$$

(2-12), (2-13) 式および (2-14) 式を解いて安定な運転を継続するための S のしや断許容時間を求める。

外部系統しや断後、系が安定であるためには、 $(\theta_1 - \theta_2, \dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2)$ 位相面において (2-12) 式および (2-13) 式による解軌跡 T が時間 τ_0 において (2-14) 式のセパトリックス S_p の内部にあればよい。外部系統しや断 (図 2-6 S しや断) 許容時間 τ_{max} は S_p と T とが交わる時間として求められる。

図 2-9 a~d に系統電圧変動としや断許容時間との関係を示した。 $\varepsilon, k, \gamma, \xi$ をパラメータとして τ_{max} を求めた。

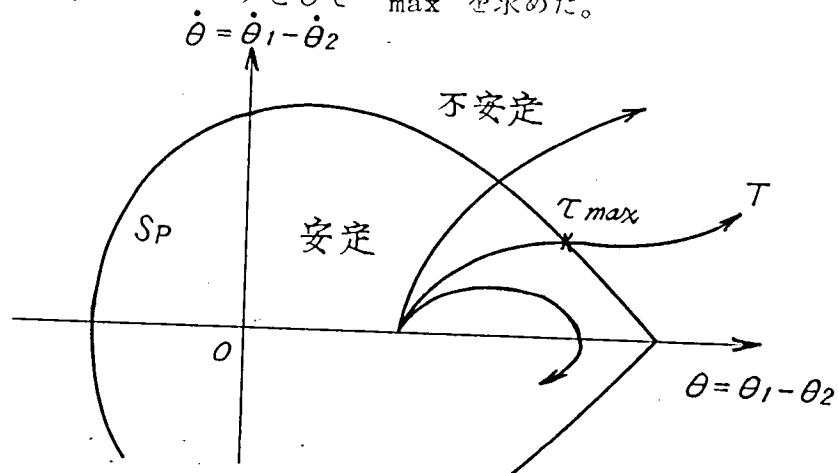


図 2-8 位相面による説明

図 2-9 a 電圧変動としゃ断時間

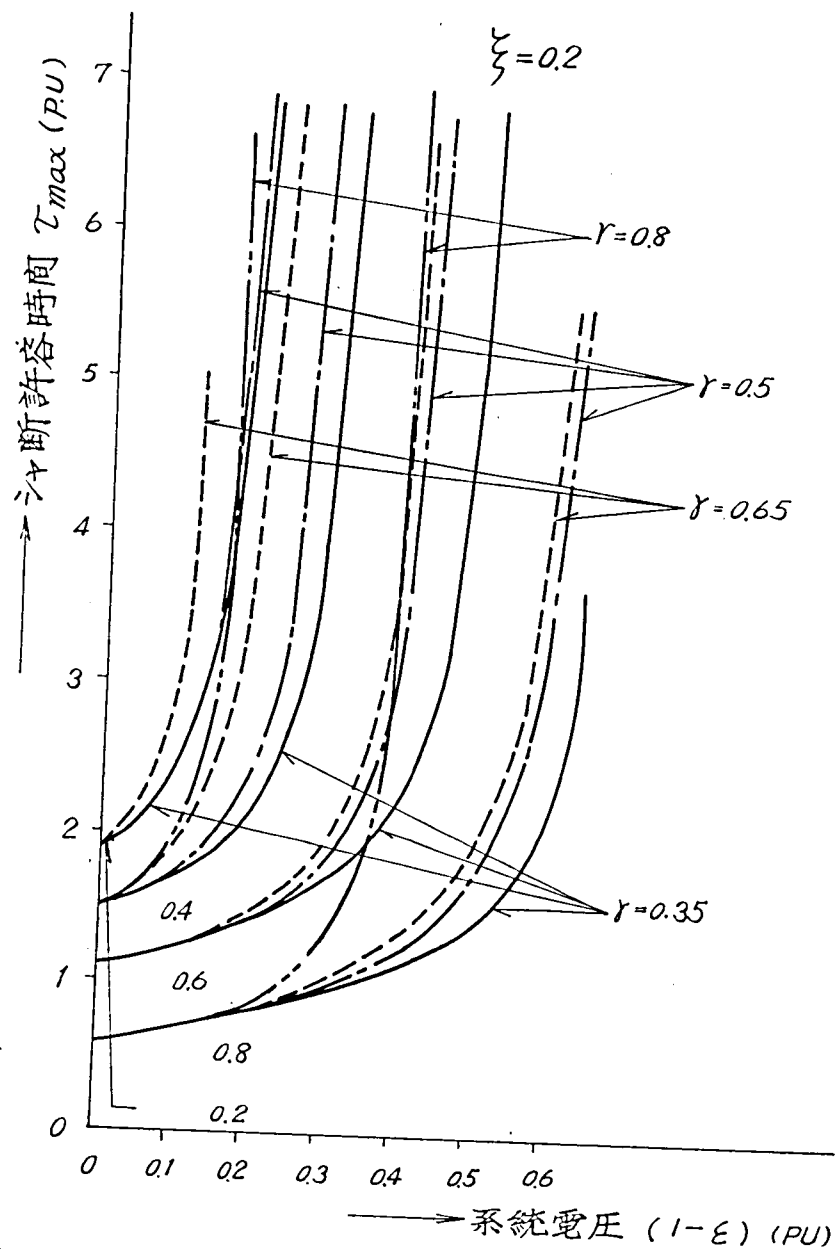


図 2-9 b 電圧変動としゃ断時間

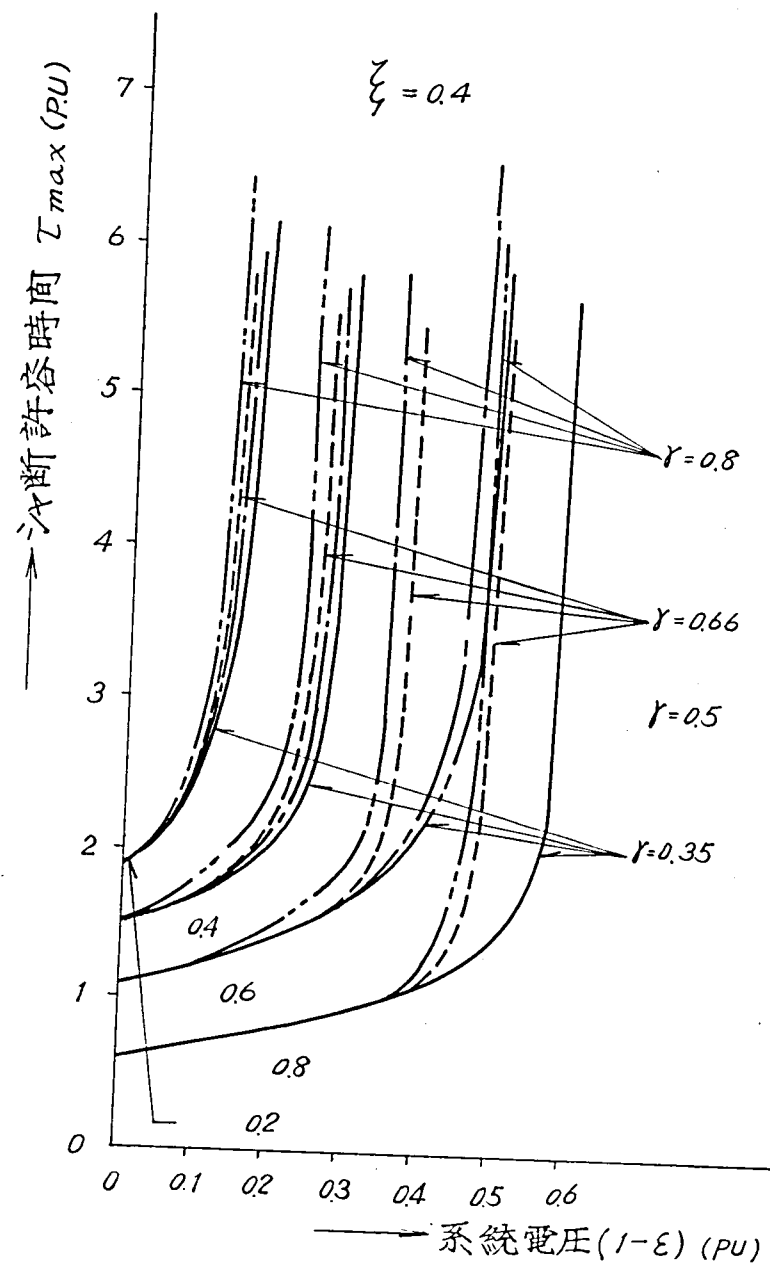
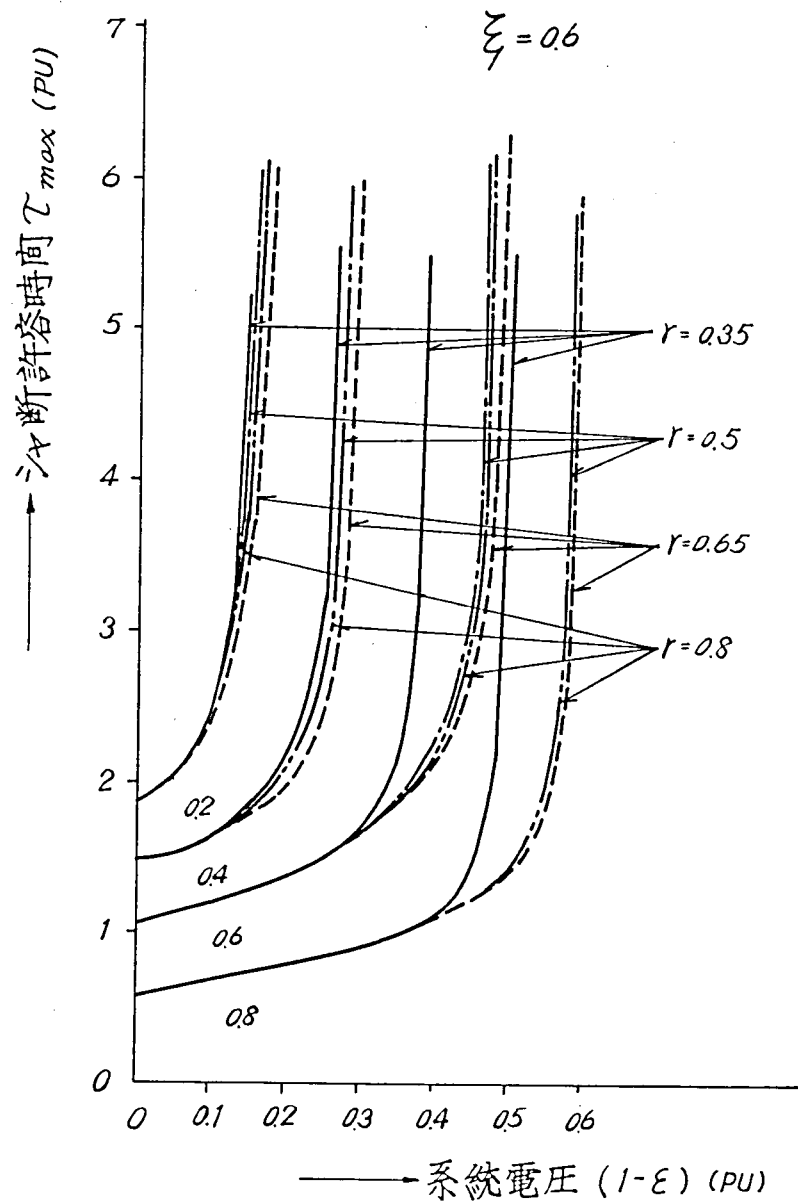


図 2-9 c 電圧変動としゃ断時間



2-3 計算結果の応用例

以上2つのモデルを設定し、電圧低下量に対するしや断時間の関係（すなわち、安定運転限界曲線）を求めたが、ここで実際の工場系統を例としてとりあげて、それが安定な運転を継続できるための条件を検討してみる。

図2-10の工場受電系統を例として考える。

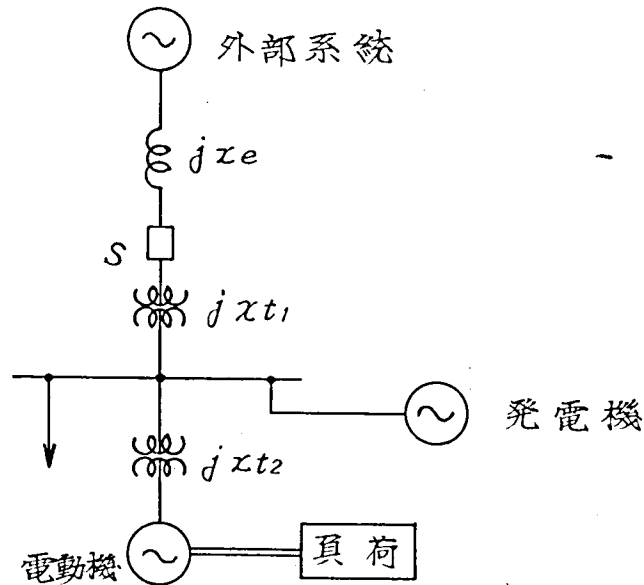


図2-10 工場受電系統例

系統の定数は次のとおりである。

発電機	過渡リアクタンス	x_d'	=	7.6 %
	慣性定数	H	=	8.48 秒
電動機	過渡リアクタンス	x_d'	=	3.0 %
	慣性定数	H	=	9.84 秒
系統インピーダンス		x_e	=	0.754 %
変圧器インピーダンス		x_{t1}	=	0.892 %
		x_{t2}	=	7.0 %

(10,000 MVA ベース)

- (1) T/G（自家用発電機）が停止中で外部系統に事故が発生し、電圧が低下した場合、事故継続時間は何秒まで許しうるか。

図2-2aにおいて

$$H = 9.84 \text{ sec} , \quad x = 0.386 \text{ pu}$$

$$E_1 = E_s = 1.0 \text{ pu} \quad P = 1.0 \text{ pu}$$

であるから

$$1/k = \frac{Px}{E_1 E_s} = 0.4$$

$$\tau = \sqrt{\frac{\pi f}{H}} P \cdot t = 4.58 t$$

図 2-4 を見る。ここで $1/k = 0.4$ の曲線が、この場合の安定限界曲線となる。ただし、ここで時間変換係数は 4.58、すなわち縦軸の 1.0 pu 時間が実時間の 0.218 秒に相当している。

図 2-11 に上記例における安定限界を示した。

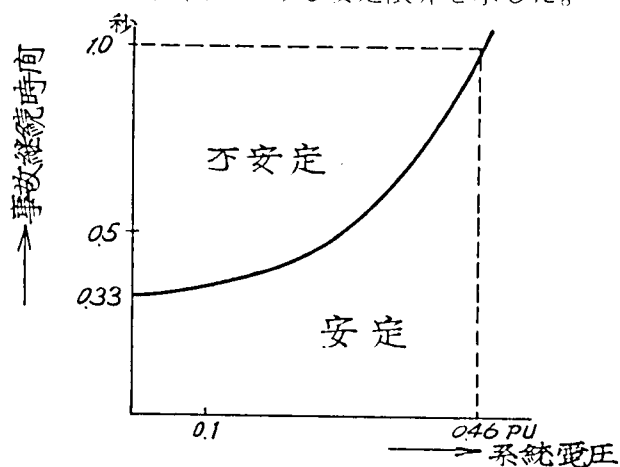


図 2-11 安定限界曲線例

- (2) T/G が運転中の状態で外部系統に事故が発生し、電圧が降下した場合、しゃ断器 S を何秒でしゃ断し工場単独運転に入ればよいか。

図 2-7 a において

$$H_1 = 8.18 \text{ 秒} \quad x_1 = 0.076 \text{ pu}$$

$$H_2 = 9.84 \text{ 秒} \quad x_2 = 0.37 \text{ pu}$$

ここで $P = 1.0 \text{ pu} \quad E_1 = E_2 = 1.0 \text{ pu}$ と仮定する。

$$H = \frac{H_1 H_2}{H_1 + H_2} = 4.56 \text{ 秒}$$

$$x = x_1 + x_2 = 0.446 \text{ pu}$$

故に $1/k = 0.146$

$$\gamma = H/H_1 = 0.538$$

$$\xi = x_1/x = 0.17$$

$$\tau = \sqrt{\frac{\pi f}{H}} \cdot P \cdot t = 6.43t$$

図2-9を見る。上記例題は $\xi = 0.2$, $\gamma = 0.5$, $1/k = 0.4$ の安定限界曲線に近いと推測される。

ここで時間変換係数は6.43 すなわち、1.0 pu 時間が実時間の0.155秒に相当している。

図2-12にこの場合の安定限界を示した。このグラフから外部系統の電圧が30%以上であれば外部系統をしゃ断しなくても工場は安定に運転継続可能であることがわかる。

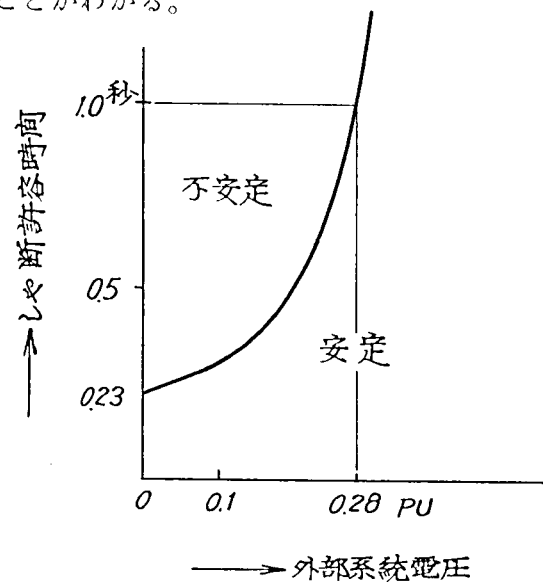


図2-12 安定限界曲線例

2-4 工場受電系統の安定性向上対策

同期電動機負荷を主とする工場受電系統(モデル(1))と自家用発電機を有する工場受電系統(モデル(2))の2つのモデルを設定し、外部電圧降下量とその継続時間の関数として工場電源および電動機の安定限界を示した。安定性向上対策としては、この限界を正しく把握して、需要家においては不足電圧継電器の整定が

電動機の過保護とならない最適整定、電源側においては弱体系統の強化や電圧降下継続時間をできるかぎり短かくする系統保護方式を採用する必要がある。

ここで特にモデル(2)：自家発電機を有する工場受電系統において工場が無停止であるための対策と保護方式について検討してみる。

工場負荷においては一旦停止すると甚大な損害をこうむるものがあるため、緊急時においてもなるべく外部系統との連けいを維持しつつ、しかも外部系統の事故の波及による停止を防ぐためには、不足電圧継電器の整定は、系統の諸条件（電動機リアクタンス・慣性定数・自家発電機・過渡リアクタンス・慣性定数・系統構成・運転条件等）に対する安定運転限界曲線（安定度限界を電圧降下量と、その継続時間で表現した曲線）をもとに、動作時限曲線を定めることが必要となる。

- (1) 不足電圧継電器の整定として、電圧が 0 ～ 30 % まで低下した場合、動作時間は 0.1 ～ 0.3 秒とすべきであり、この領域においては諸条件による差は少ない。
- (2) 電圧が 30 ～ 50 % へ低下した場合、許容しや断時間は諸条件によつて大きく変る。この特性を十分に活用し、同期電動機が脱調に陥る以前の不足電圧継電器による脱落をできるかぎり抑えるべきである。
- (3) 整定は図 2-13 のようにすべきであり、この不足電圧継電器は図 2-6 において S と S₁ とを同時にしや断するものである。

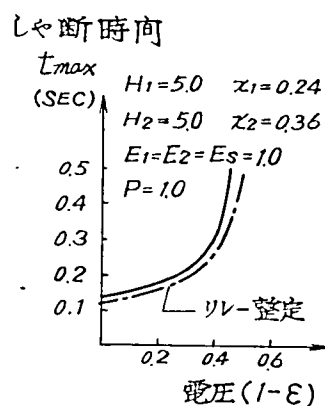


図 2-13 リレ-整定

3. 系統電圧変動時の誘導機の安定度

最近の大工場における動力源としての電動機はますます大容量化している。前節においては、同期電動機について検討したが、ここでは誘導電動機に関する諸問題について述べる。

このような工場系統において外部系統事故により、系統電圧が低下した後、常時電圧に復帰したときの問題点は

- (1) 大きな再突入電流が流れる
- (2) 再起動不可能または、再起動に非常に長い時間を要する場合がある

ことであり、誘導電動機の損傷あるいは工場電力源の一時停止につながることもある。

3-1 系統電圧変動時の誘導機の過渡現象

図3-1のように工場内の動力源が主として誘導電動機よりなり、それらが外部系統電源より電力の供給を受けているモデル系統を考える。外部系統電圧が E_s から $(1-\varepsilon)E_s$ に降下して、時間 τ の間その値を保ち、その後再び E_s に回復する系統じょう乱を考える。

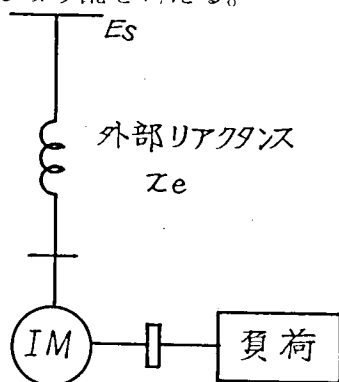


図3-1 モデル系統

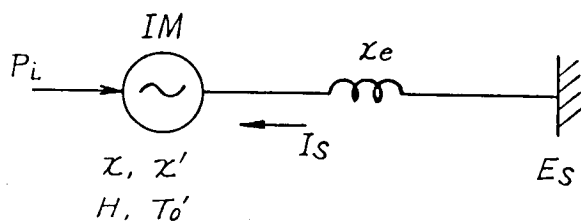


図3-2 a 等価回路

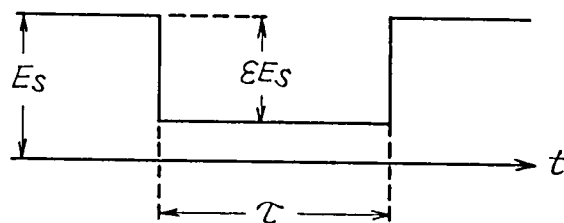


図3-2 b 系統電圧の変動

誘導機の方程式 註)

$$\left. \begin{aligned} T_z' \frac{d e_d'}{dt} - s \omega_o T_z' e_q' + e_d' &= E_s \left(1 - \frac{x_e + x'}{x_e + x} \right) \\ T_z' \frac{d e_q'}{dt} + s \omega_o T_z' e_d' + e_q' &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

$$-2 \omega_o H \frac{ds}{dt} = P_e - P_L \quad (3-2)$$

$$P_e = E_s I_{sd} - \frac{E_s e_q'}{x_e + x'} \quad (3-3)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{sd} &= \frac{-e_q'}{x_e + x'} \\ I_{sq} &= \frac{e_d' - E_s}{x_e + x'} \end{aligned} \right\} \quad (3-4)$$

ただし

$$\varepsilon' = e_d' + j e_q'$$

$$I_s = I_{sd} + j I_{sq}'$$

$$T_z' = T_o' \frac{x_e + x'}{x_e + x}$$

上式において

E_s : 無限大母線電圧 ω_o : 基準角速度 ($2\pi f$)

ε' : 誘導機の回転子に鎖交する磁束に比例した電圧

s : スリップ I_s : 回転子電流

P_e : 誘導機入力

H : 誘導機単位慣性定数 x : 励磁インピーダンス

(軸負荷を含む)

x' : 拘束リアクタンス T_o' : 開路界磁時定数

添字 d : ベクトル実数部 q : 虚数部 を示し

E_s を基準ベクトルとする。

負荷特性

$$P_L = P_o (1-s)^\alpha \quad (3-5)$$

註) 第1章 (2-15), (2-16) 式

ここで P_L : 負荷トルク

α : 負荷の速度特性を表わす指数

P_0 : 同期速度における負荷トルク

電動機の軸負荷は一般に回転速度の関数である。

フローリのような負荷においては $\alpha \approx 2.0$

M-Gセットにおいてはほぼ定電力すなわち $\alpha \approx 0.0$ である。

(3-1) ~ (3-5) 式を解くためのブロック図を 図3-3 に示す。

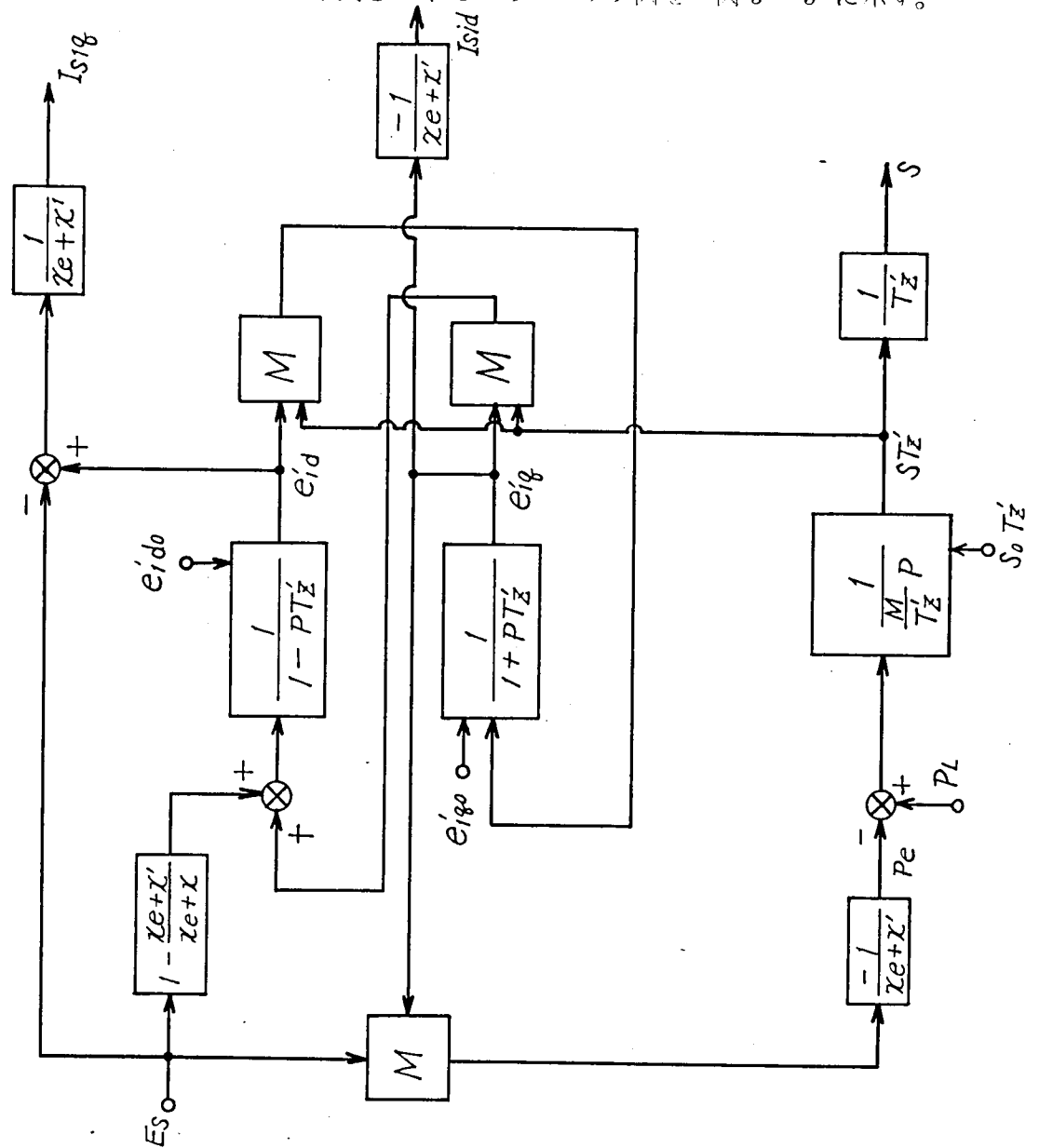


図3-3 誘導電動機の過渡現象計算ブロック図

3-2 系統電圧変動時のすべりおよび再突入電流

系統電圧変動時、誘導機の運転上とくに問題となるのは、速度低下と電圧回復時の突入電流の大きさおよびその継続時間である。1-2項においてのべたように誘導機が速度が限界値以下に低下すると、再起動^{註)}困難もしくは再起動に長時間を要することとなり、工場の生産を阻害する。また再起動時の突入電流による工場系統の電圧低下が長く継続すれば、それによる障害が生ずる。

誘導機の安定性向上対策として注目すべき点は速度低下を小さくすることである。

このための有効な方策として

- i) 故障除去を早くする
- ii) 誘導機の慣性を大きくする

ことが考えられる。

誘導機のすべり、再突入電流に対する系統電圧低下量、継続時間の関係、負荷特性、機器定数の影響を求める。検討ケースの一覧表を表3-1に示す。

検討にもちいた機器定数は次のとおりである。

誘導機定数

7300 kW, 4 P, 11000 V, 60 Hz, 1800 rpm, カゴ形

$$\begin{cases} r_s = 0.00567 \text{ pu} \\ X_s = 0.1227 \\ \begin{cases} X_m = 5.627 & 7300 \text{ kVA Base} \\ r_r = 0.00617 & (1\text{次}1\text{相換算値}) \\ X_r = 0.1227 \end{cases} \end{cases}$$

励磁インピーダンス $x = X_s + X_m = 5.750 \text{ pu}$

拘束リアクタンス $X' = X_s + \frac{X_r X_m}{X_r + X_m} = 0.2428 \text{ pu}$

$T_o' = \frac{X_r + X_m}{r_r} = 2.47 \text{ sec}$

慣性定数 $H = 2.43 \text{ sec}$

註) ここでの再起動とは停止状態からの起動だけでなく速度低下状態から定常速度への加速も含める。

系統側インピーダンス $X_e = 1.739\%$ (7300 kVA Base)

$$T_{z'} = T_o' \frac{x_e + x^1}{x_e + x} = 0.1113 \text{ sec}$$

表 3-1 系統電圧変動時の誘導機のすべり、再突入電流におよぼす

系統パラメータの影響検討一覧表

系統のパラメータ	基準値	系 統 状 態	図番号	考 考
(1) 負荷特性 α	2.0	すべり、再突入電流 突入電流の継続時間	$\alpha = 0$ 3-4 a, 3-5 a $\alpha = 2.0$ 3-4 b, 3-5 b	$\alpha = 0.0, 2.0$
(2) 事故継続時間 τ	0.5 秒	すべり、再突入電流 突入電流の継続時間	同 上	$\alpha = 0.0$ についても示す
(3) 電圧低下量 ε	1.0	すべり、再突入電流 突入電流の継続時間	3-6	
(4) 慣性定数 H	H_o	すべり、再突入電流 再起動可能限界時間	3-7	
(5) 機器容量 k_w	P_o	すべり、再突入電流	3-8	
a) 等価的に負荷トルク		再起動可能限界時間	3-8	
b) " インピーダンス		同 上	3-8	

註) $P_o = 7300 \text{ Kw}$

$H_o = 2.43 \text{ 秒}$

(1) 負荷特性 : α

負荷を一定と考えた場合 ($\alpha = 0$) には再起動可能限界時間^{註)}は図 3-4-a より約 0.32 秒 (19 サイクル) となる。

負荷が速度の 2 乗に比例する ($\alpha = 2.0$) すなわち $P_L = P_o (1-s)^2$ と仮定すれば速度が一旦大きく低下しても時間が経てばいずれ加速するが、それに要する時間が非常に長くなる。

註) 再起動が可能な故障継続時間

ここでは電圧復帰後も速度が更に低下をつづけ、再起動に極端に長い時間を要する場合をも再起動不可能と定義する。

図 2-4-b より再起動可能限界時間は約 0.45 秒 (27 サイクル) となる。

(2) 事故継続時間 : τ

事故継続時間の増大とともにすべり最大値はほぼ直線的に大きくなる。負荷特性 $\alpha = 0$ のときには 0.32 秒 $\alpha = 2.0$ のときには 0.45 秒を越えようと再起動不可能となる。再突入電流最大値は τ が 0.15 秒を越えればほぼ一定 $I_{smax} \simeq 4.0 \text{ pu}$ である。

短絡時の同転子回路時定数 $T_z' = 0.11$ 秒であるから故障期間中に内部励磁は完全に減衰しているためである。再突入電流の継続時間^{註)}は事故継続時間にほぼ比例して増大し、再起動不可能となれば、

$$I_s = E_s / (x_e + x') \simeq 4.0 \text{ pu}$$

の電流が継続する。

(3) 系統電圧低下量 : ε

再起動不能限界を超えない範囲では電圧低下量がすべり最大値におよぼす影響は小さい。

(4) 誘導機の慣性定数 : H

慣性定数を大きくすれば速度低下が小さくなり、電圧が常規の値に復帰したときのトルクが大きくなって早く定常運転に復帰させることができる。

(5) 誘導機の容量 : kw

a) 誘導機定格容量 7300 kw を自己容量ベースにおける各定数は変らないものとして定格容量を増大してみる。

これは等価的には負荷トルク減らしたことになり、安定性は増大する。

b) 同転部分の慣性定数に占める負荷の割合が大きいときには、誘導機容量を増しても慣性定数はあまり変わらず等価的には機器のインピーダンスを減らしたことに相当する。インピーダンスを 10% 減すなわち、10% の容量増によつて再起動可能限界時間を 0.1 秒 (20% に相当) 増すことができる。

註) 何 pu 以上の電流が何秒続くかを示したもの

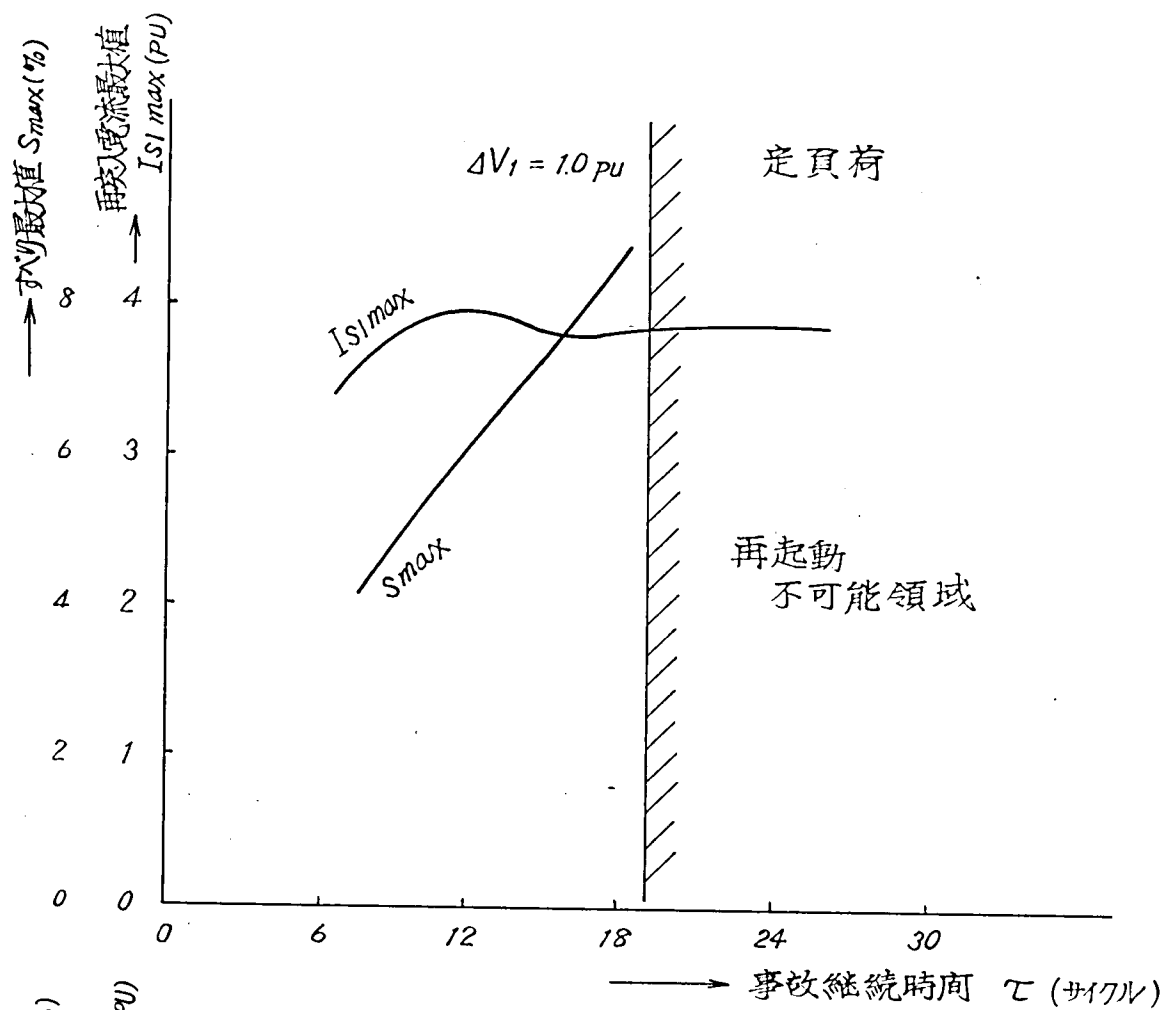


図 3-4-a 事故継続時間とすべり・再突入電流との関係

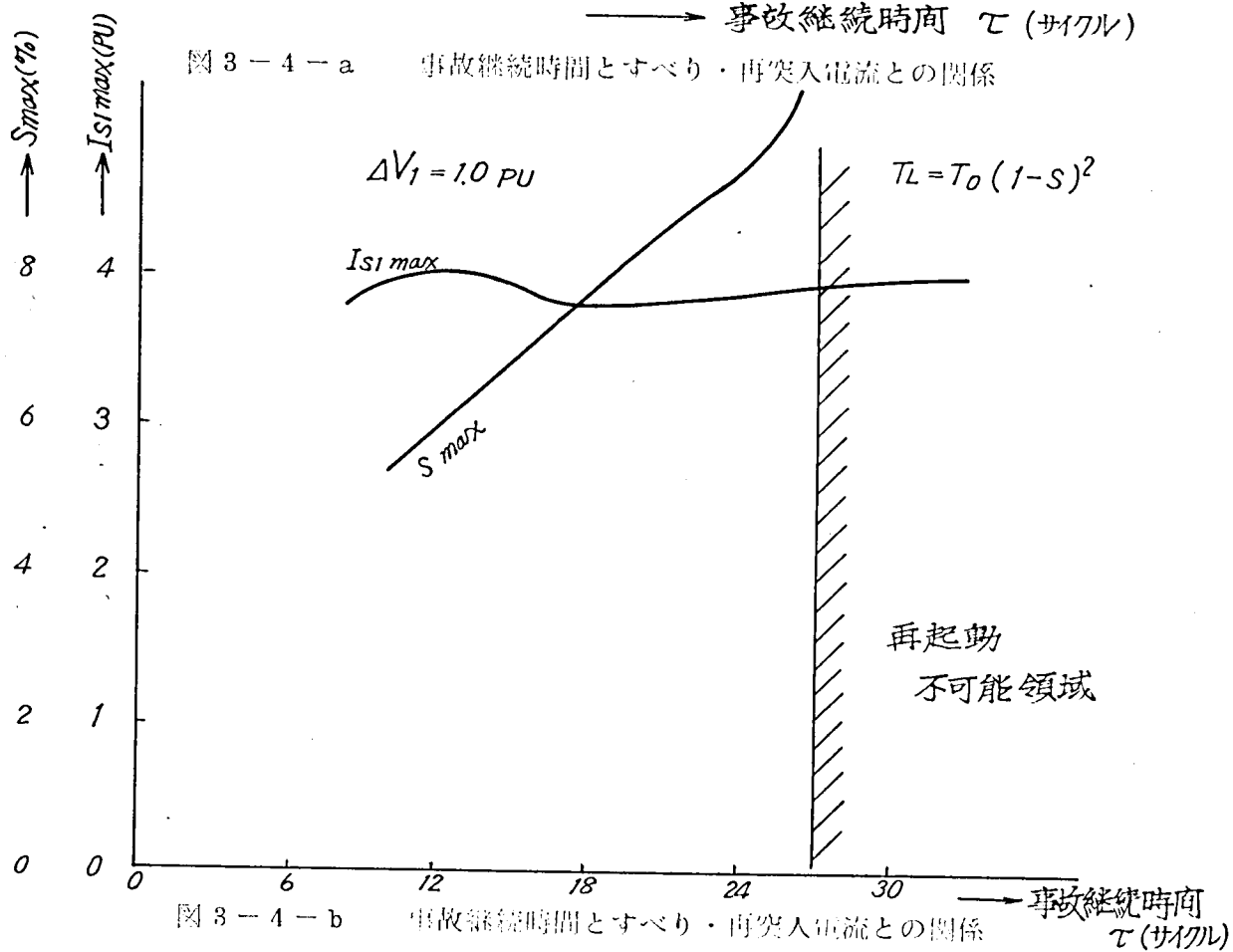
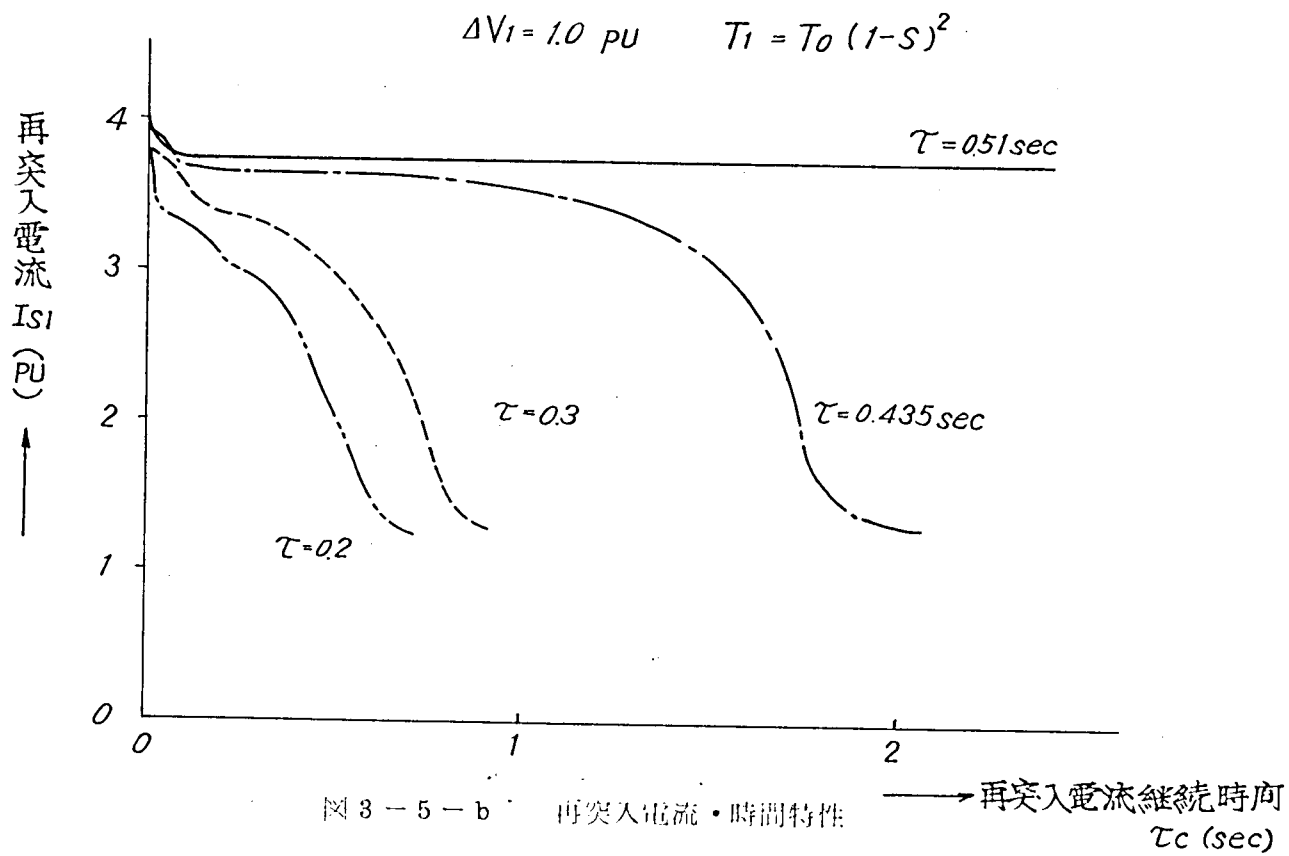
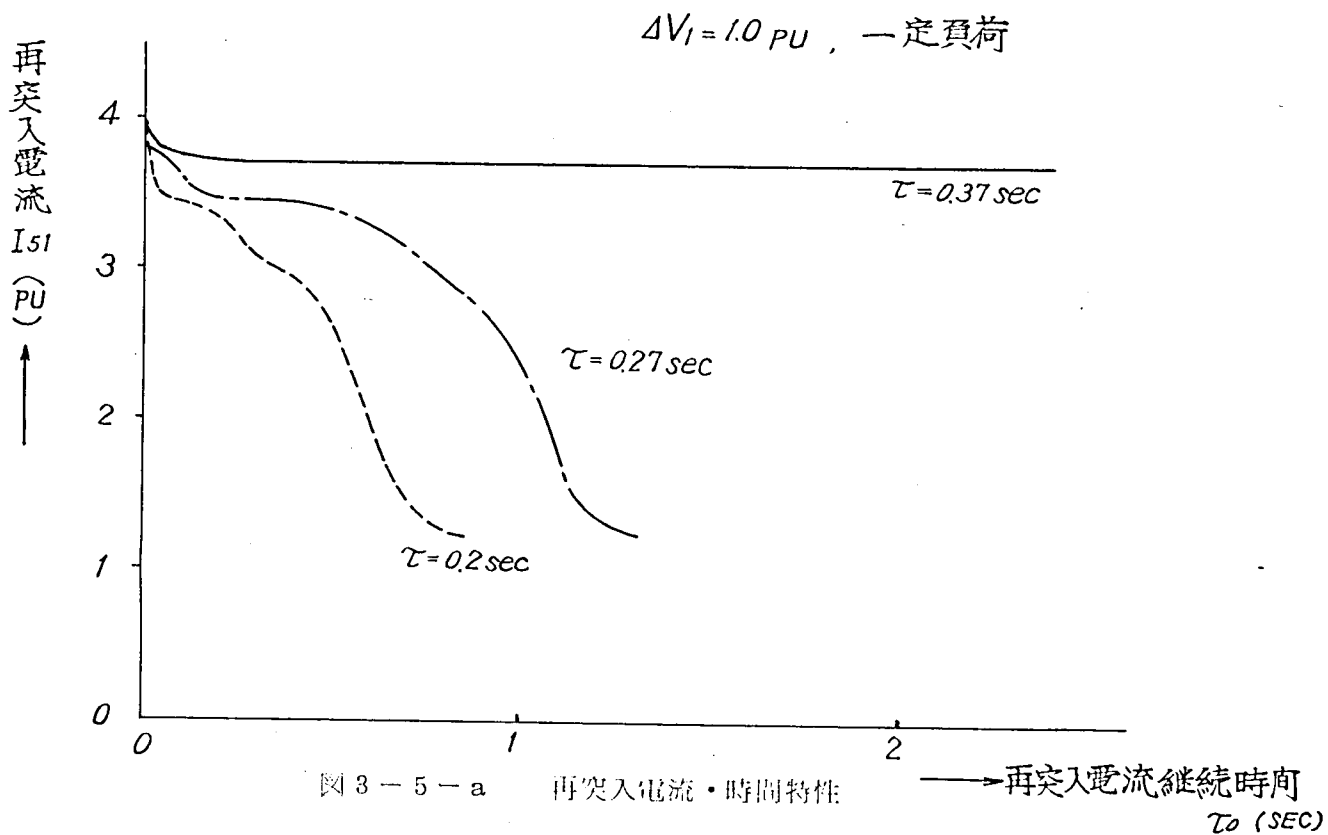


図 3-4-b 事故継続時間とすべり・再突入電流との関係



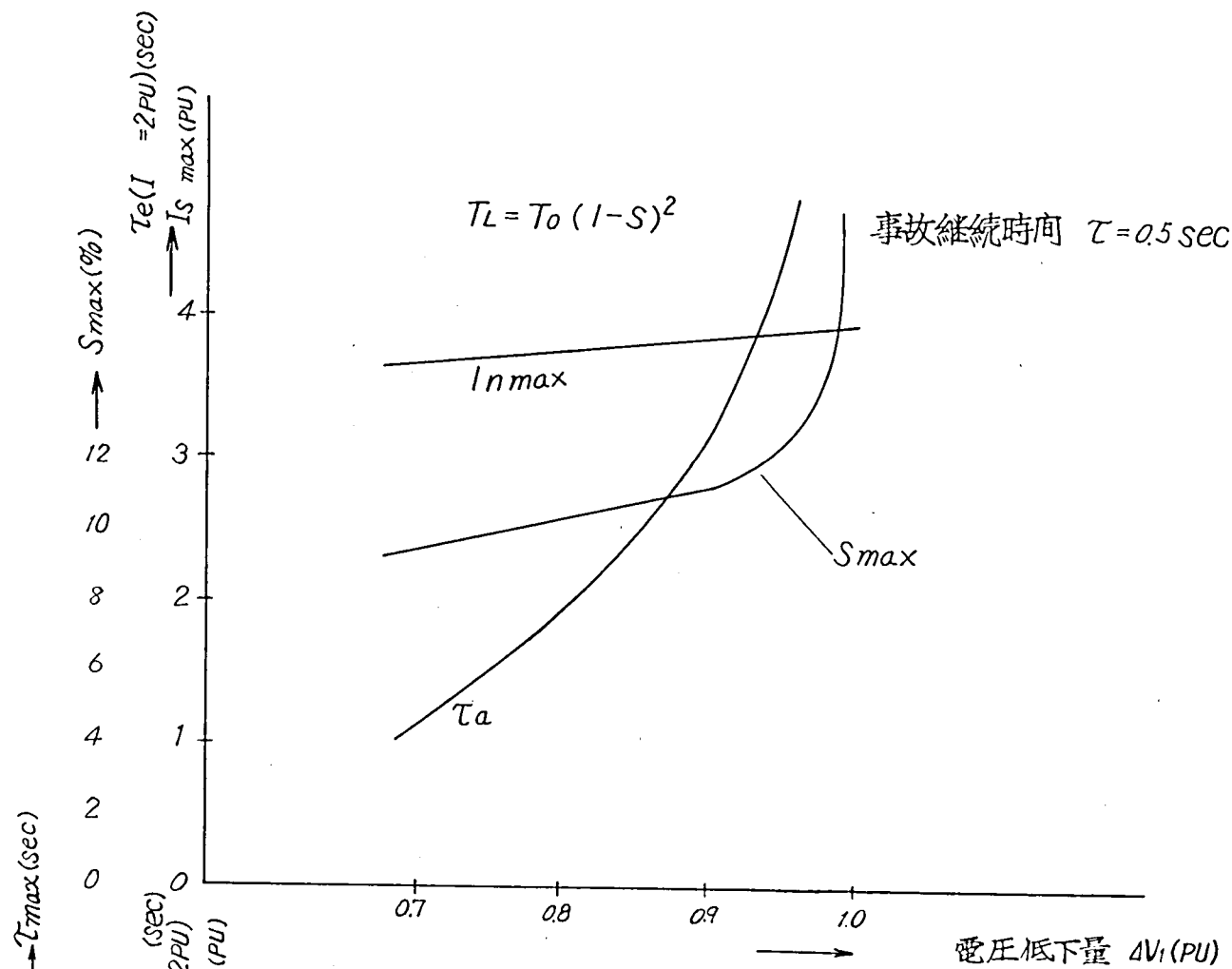


図 3-6 電圧低下量と再突入電流・すべりの関係

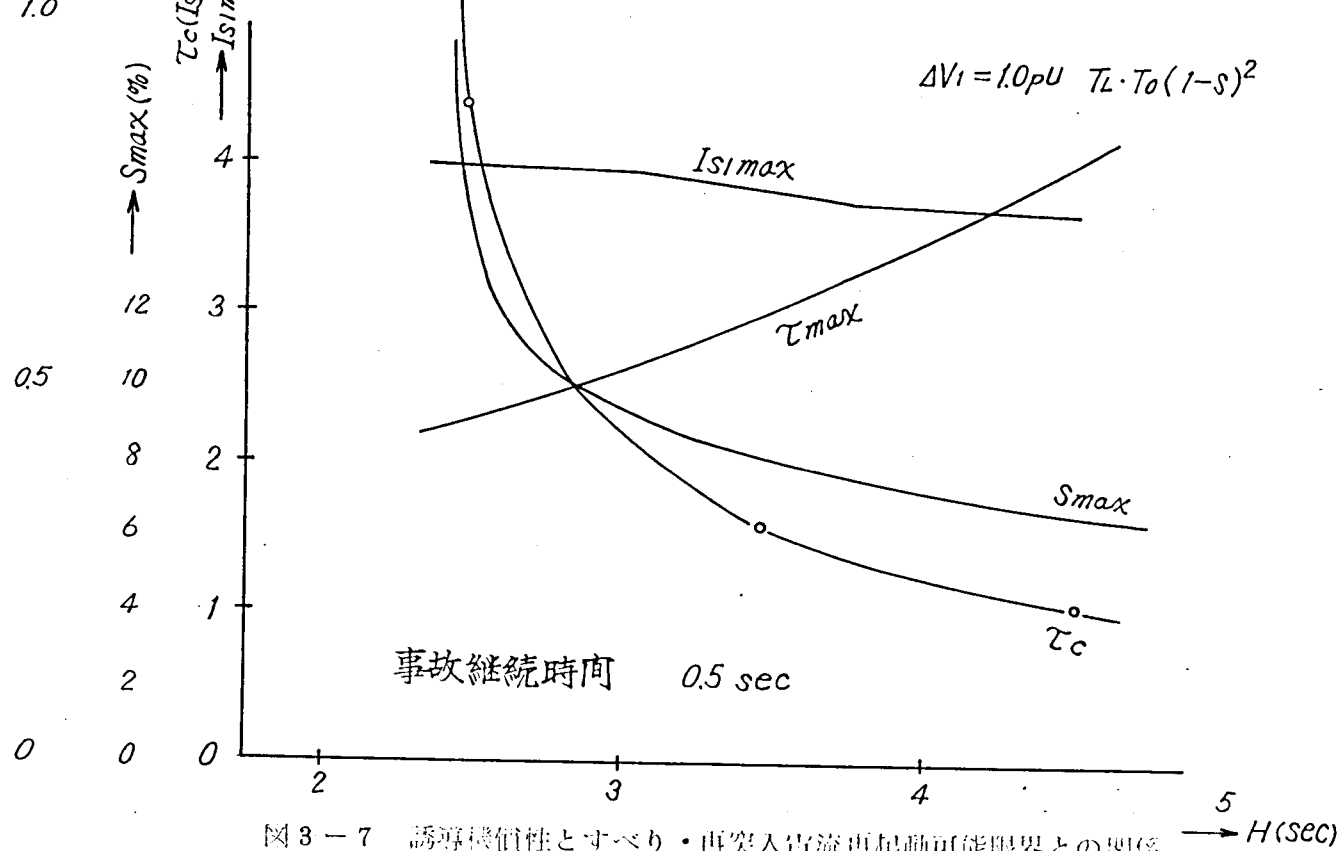


図 3-7 誘導機慣性・すべり・再突入電流再起動可能限界との関係

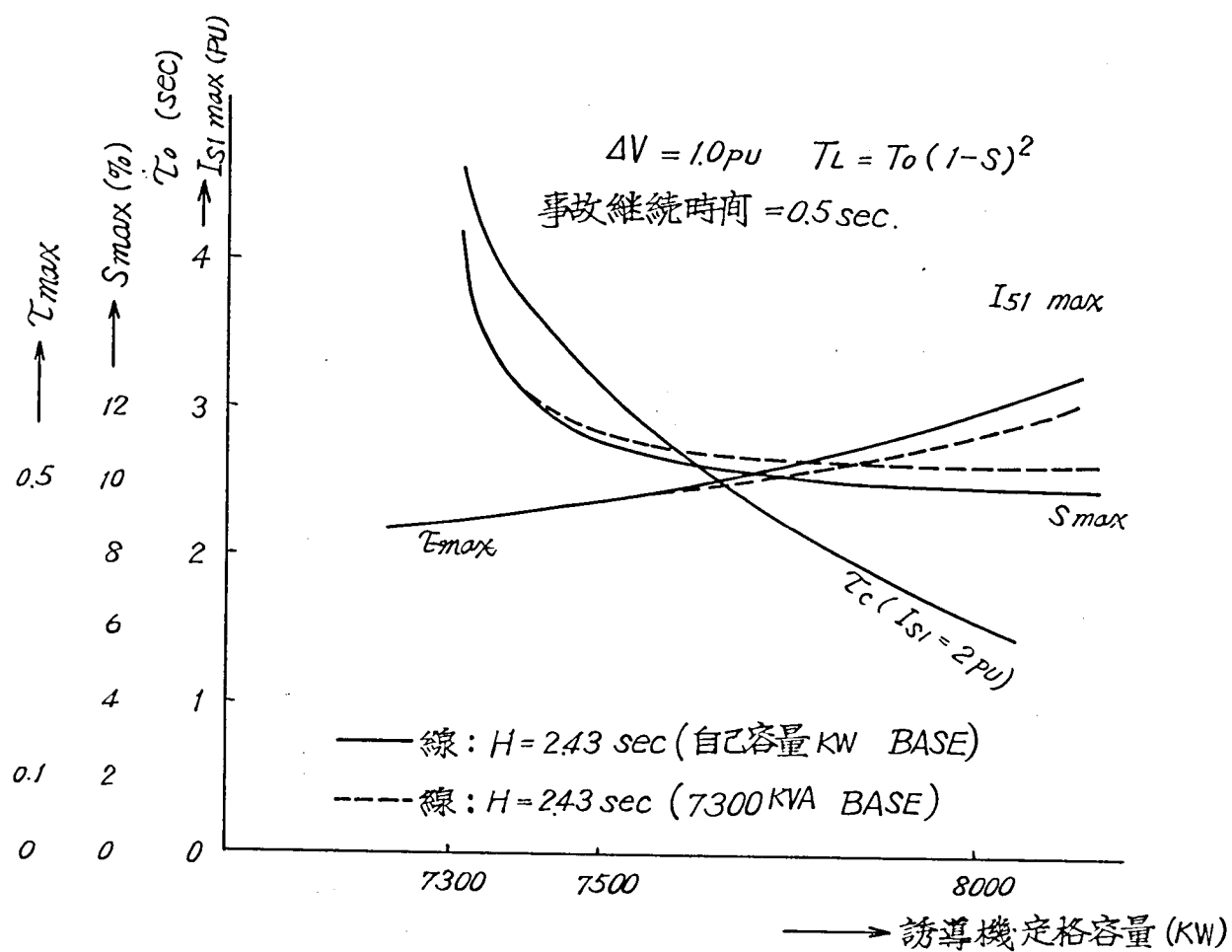


図 3-8 誘導機定格とすべり・再突入電流・再起動可能限界との関係

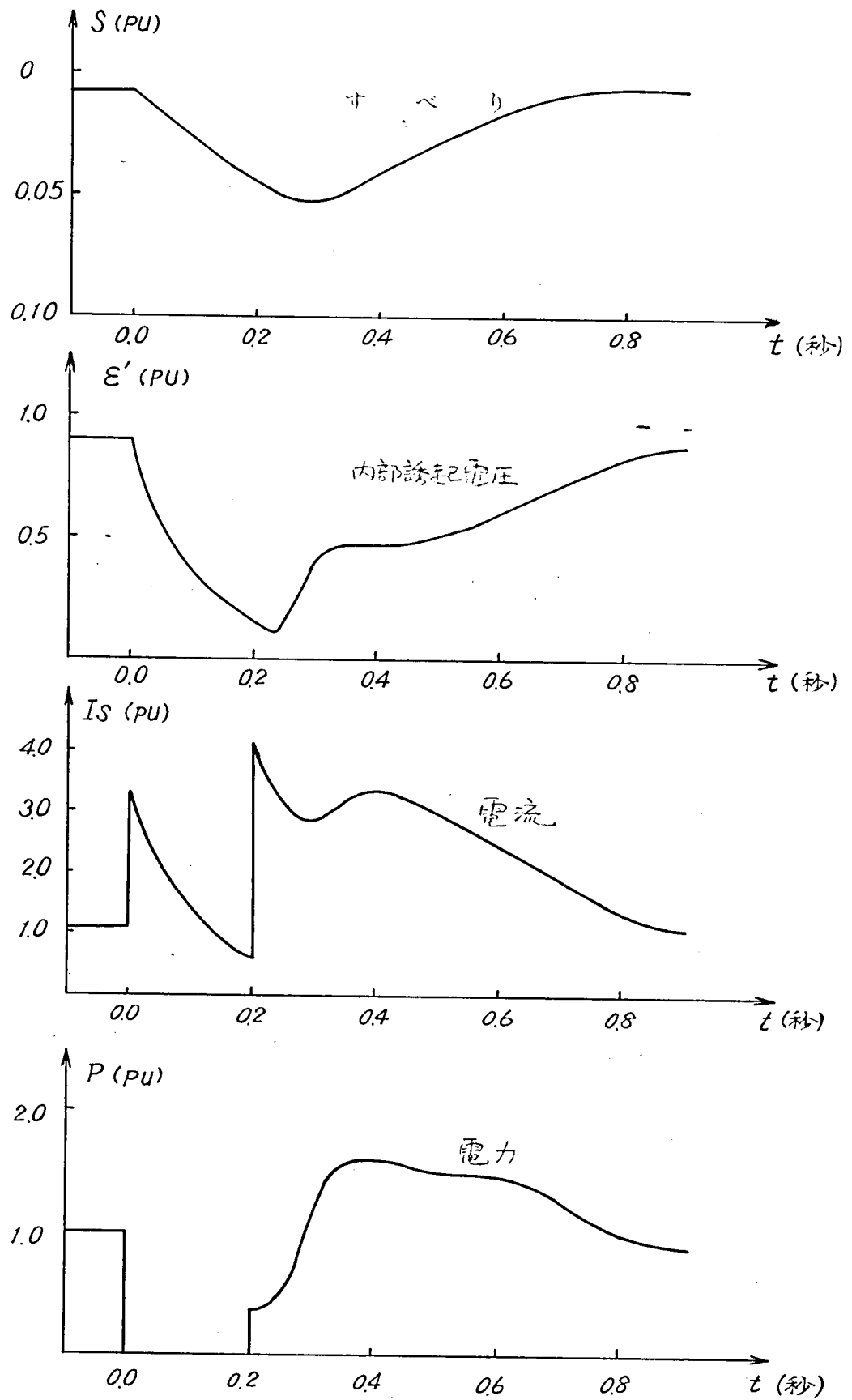


図 3-9 誘導機の過渡現象

4. 誘導機の残留電圧と過渡トルク

火力発電所の所内動力として多数の誘導電動機がもちいられている。発電機起動時にはこれらの電動機は起動用変圧器を介して外部系統より電力を受けて運転される。発電機が定格速度となり系統に並列されると、ユニット方式により電動機群はその発電機に直接接続された所内用変圧器より電力を受ける。このために電源の切り替えがおこなわれる。

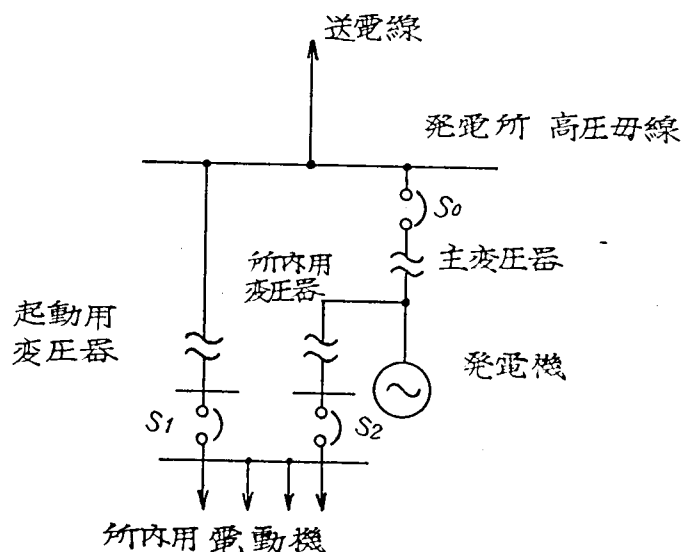


図4-1 発電所 所内系統

すなわち、図4-1において S_0 投入後 S_1 を切り S_2 を投入する。このとき前節においてのべた安定度問題の他に投入時の過渡トルクが問題となる。(42)

S_2 投入時誘導機回転子回路に残留する磁束が大きければ、電源との位相差の如何によつては大きな突入電流が流れ過大なトルクを生じて、誘導機を損傷する危険がある。

誘導機は定常運転状態においてすべりを有するため残留電圧^{註)}の減衰にくらべ電源電圧に対する位相のずれの速度が大きく S_2 投入に対して要求される安全条件はきわめて苛酷である。解列時の誘導機残留電圧の変化および投入時の過渡トルクの問題について検討する。

註) 誘導機回転子回路の残留磁束に等しい

4-1 誘導機の残留電圧

誘導機が系統より切り離された時には回転子側回路に鎖交する磁束は急には消滅せず回転子回路にはこの磁束に相当する電流が流れる。回転子回路抵抗分のためこの電流は減衰し、時間が経てば磁束は消滅する。

誘導機の残留電圧とはこの回転子回路に捕捉された磁束が電機子巻線を切ることによって生ずる電圧である。

誘導機 1 台が単独で系統より切り離されたときの残留電圧は次式で表わされる。^{註)}

$$T_o' \frac{d\varepsilon'}{dt} + (1 + j s \omega T_o') \varepsilon' = 0 \quad (4-1)$$

したがって

$$\varepsilon' = \varepsilon_o' e^{-\frac{t}{T_o'}} e^{-j \int_0^t s \omega d\tau} \quad (4-2)$$

ここで ε_o' : しや断前の誘導機内部電圧

(回転子回路鎖交磁束)

である。

すなわち、このとき残留電圧の大きさは回転子回路の開回路時定数 T_o' で減衰し、位相角の変化は回転子の動きに等しい。残留電圧減衰の様相を図 4-3-a に系統電圧に対する相対的な関係を図 4-3-b に示す。

定常状態におけるすべりおよび拘束リアクタンス x' の背後の電圧 (回転子磁束に比例する電圧) すなわち残留電圧初期値は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} T_e &= \frac{1}{x_e + x'} \left(1 - \frac{x_e + x'}{x_e + x} \right) \frac{s_o \omega T_{z'}}{1 + (s_o \omega T_{z'})^2} E_s^2 \\ T_e &= T_L \\ \varepsilon_o' &= \left(1 - \frac{x_e + x'}{x_e + x} \right) \frac{1}{1 + j s_o \omega T_{z'}} E_s \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

ここで s_o : 定常状態におけるすべり

T_L : 負荷トルク T_e : 誘導機トルク

$T_{z'} = \frac{x_e + x'}{x_e + x} T_o'$: 閉路時回転子回路時定数

註) 第 1 章 (2-12) 式

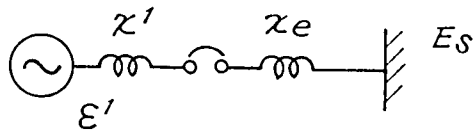


図 4-2 系統より切り離された誘導機

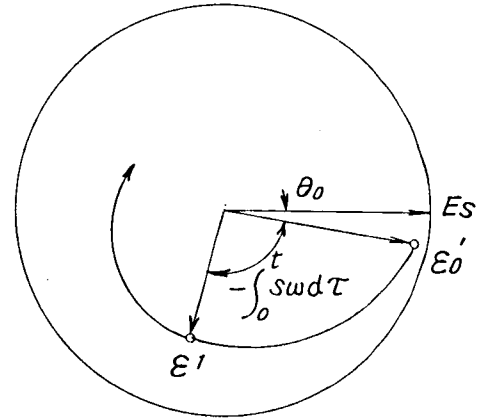
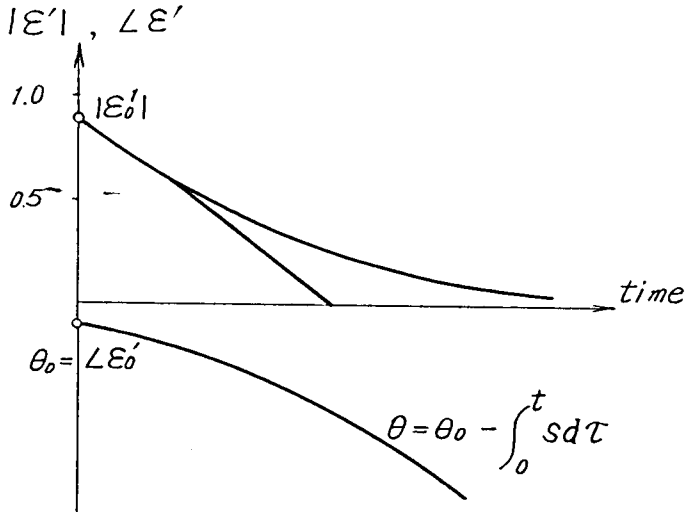


図 4-3-a 残留電圧の減衰，位相変化 図 4-3-b 残留電圧の極座標表示

多くの誘導機がつながっている母線が電源から切り離されたときには 1 機の場合にくらべて様相を異にする。残留電圧の位相が進んだ誘導機は発電機、位相が遅れた誘導機は電動機として動作し、互いに引張り合つて相互間の位相はあまり開かず一団となつて動く。残留電圧が減衰してしまうと相互干渉はなくなりそれぞれの負荷特性にしたがつて減速する。

残留電圧の変化は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} V_t &= (p+j)x_i' I_{si} - j(p+j)\varepsilon_i' \\ -j(x_i - x_i') I_{si} + \varepsilon_i' + T_{oi}'(p+j s_i \omega) \varepsilon_i' &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

V_t : 母線電圧

ε_i' : 誘導機回転子回路磁束に比例した電圧すなわち残留電圧

I_{si} : 固定子電流

s_i : すべり

x_i : 励磁インピーダンス

$x_{i'}$: 拘束リアクタンス

$T_{i0'}$: 開路回転子回路時定数

i : 誘導機の番号

$P = \frac{d}{dt}$: 微分演算子

電源が切り離されたときには

$$\sum_{i=1}^n I_{si} = 0$$

なる条件が成立する。したがって

$$t = -j(p+j) \frac{\sum_{i=1}^n \frac{\varepsilon_{i'}}{x_{i'}}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{x_{i'}}} = -j(p+j) \varepsilon_{t'}$$

ただし $\varepsilon_{t'} = \frac{\sum \frac{\varepsilon_{i'}}{x_{i'}}}{\sum \frac{1}{x_{i'}}}$

となる。(4-4)式に代入すれば

$$\varepsilon_{t'} = j x_{i'} I_{si} + \varepsilon_{i'}$$

したがって

$$T z_{i'}(p+j s i \omega) \varepsilon_{i'} + \varepsilon_{i'} = (1 - \frac{x_{i'}}{x_i}) \varepsilon_{t'} \quad (4-5)$$

ここで $T z_{i'} = \frac{x_{i'}}{x_i} T_{i0'}$

$$\varepsilon_{t'} = \frac{\sum \frac{\varepsilon_{i'}}{x_{i'}}}{\sum \frac{1}{x_{i'}}}$$

が得られる。

誘導機の運動方程式は

$$\left. \begin{aligned} 2 H_i \frac{ds_i}{dt} &= T_{Li} - T_{ei} \\ T_{ei} &= j \frac{\varepsilon_{i'} \varepsilon_{t'}^*}{x_{i'}} \text{ の実数部} \\ T_{Li} &= T_{Loi} (1 - S_i)^2 \end{aligned} \right\} \quad (4-6)$$

ここで T_{ei} : 誘導機トルク

T_{Li} : 負荷トルク・・・速度の2乗に比例する負荷を考える。

残留電圧の変化の極値を見るには(4-5), (4-6)式を解けばよい。

ここで次の変換をほどこす。

$$k_i = k_i e^{-j \int_0^t s_i d\tau}$$

(4-5), (4-6)式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} T_{zi}'(p+j(s_i-s_0)\omega)E_i'+E_i' &= (1-\frac{x_i'}{x_i})E_t' \\ T_{ei} &= j \frac{E_i' E_t'}{x_i'} \\ T_{Li} &= T_{Loi}(1-s_i)^2 \\ 2H_i \frac{ds_i}{dt} &= T_{Li}-T_{ei} \end{aligned} \right\} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (4-7)$$

$$E_t' = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{E_i'}{x_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{x_i}}$$

ここで $s_0(t)$ は E_i' の位相の変化が緩慢になるように選らば数値積分に際して、計算誤差を小さくすることができる。(48)

ここでは s_i の相加平均をとることにする。

$$s_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_i \quad (4-8)$$

初期条件は(4-3)式によつて求まる。

計算の1例を示す。

火力発電所においては所内用動力として多数の誘導機を使用している。これらの誘導機を次の4つのグループに分けて考える。

機器定数	x (pu)	x' (pu)	T ₀ ' (sec)	H (sec)	グループの大きさ
グループ 1	6.0	0.2	3.0	2.5	1.0
2	4.0	0.2	1.2	8.0	1.0
3	4.0	0.2	1.2	5.0	0.4

グループ 4 4.0 0.2 1.2 1.0 1.0

(グループの自己kVAをベースとした値)

表 4-1 誘導機の定数

各グループはそれぞれ定格負荷を担って運転されており、負荷特性は速度の自乗に比例するものとする。

初期条件は定常運転状態より次式で与えられる。

$$E_i^{(0)} = \left(1 - \frac{x_i'}{x_i}\right) \frac{1}{1 + j a_i} E_{to}$$

$$T_{Li}^{(0)} = \frac{1}{x_i'} \left(1 - \frac{x_i'}{x_i}\right) \frac{a_i}{1 + a_i^2} E_{to}^2$$

$$T_{Li}^{(0)} = T_{Lio} (1 - S_i^{(0)})^2$$

$$a_i = S_i^{(0)} \omega \frac{x_i'}{x_i} T_{oi}'$$

(i = 1, 2, 3, 4)

ここで $E_{to} = 1.0$

$$T_{Li}^{(0)} = 1.0$$

これより初期値 $E_i^{(0)}$, $S_i^{(0)}$ が求められる。

計算結果を 図 4-4 ~ 図 4-8 に示す。

(1) 残留電圧の減衰 (図 4-5)

この計算例においては、個々の機械が単独で運転されている場合よりも残留電圧の減衰は早いという結果がでている。しかし、一般的にいえることは最も時定数の大きい機械(この例では 51)は単独運転の場合よりも並列運転の場合の方が残留電圧の減衰は早いということであつて、時定数の小さい機械(他にこれよりも大きい時定数の機械がある)については一般的な結論は得られない。

母線切り替え時、残留電圧の位相の如何にかかわらず投入時過渡トルクが安全限界 2.0 pu を越えないためには残留電圧の大きさが 0.5 pu 以下となればよい。註-1) 投入条件は減衰のもつとも遅い機械(時定数のもつ

註-1) 4-2 項参照

とも大きい機械)によつて決定されるから複数の機械が並列運転されている場合には単独の場合よりも無電圧時間を小さくとることができる。この計算例においては0.55秒である。

(2) 残留電圧の位相 (図4-6, 図4-4)

誘導機は起動すべりを有するため、電源電圧に対する残留電圧の位相の変化は急速である。残留電圧の大きさがほぼ1.0 puに近いとき投入時過渡トルクが2.0 pu以下であるためには位相差が 30° 以下であることが必要である。^{註-2)}これに対応する投入時間は0.05秒となる。

単機の場合には残留電圧の位相変化は回転子の速度と一致しているが、複数の機械が並列されているときには各々の機械の回転子の速度が異つても残留電圧の位相は相互干渉の結果、相互には大きく加かない。

(3) 回転子のすべり (図4-7)

すべりには直線的に変化している。図4-8と対比して考えれば0.6秒ぐらいまでは機械相互間に電力の受授があり、速度降下その影響を受けほぼ平行して減速している。

それ以後は残留電圧の減衰とともに電力の受授がなくなり、回転部の慣性と負荷特性によつてきまる速度変化となる。

(4) 出力トルク (図4-8)

残留電圧の相対的な位相によつて誘導機は発電機または電動機として動作する。このため残留電圧の大きさ、位相ともに相対的な差はあまり大きくならない。

誘導機の端子に力率改善用コンデンサが接続されているときには自己励磁によつて残留電圧は相当高い値となる可能性がある。

図4-9の回路について残留電圧の大きさを計算してみる。

註-2) 4-2項参照

$$\mathcal{E} = E e^{-j\theta}$$

$$\theta = \int_a^t S_0(t) dt \quad : \quad S_0 = \frac{1}{4} (S_1 + S_2 + S_3 + S_4)$$

なる によって電源電圧を基準 クトル とする に
なほせばよい。

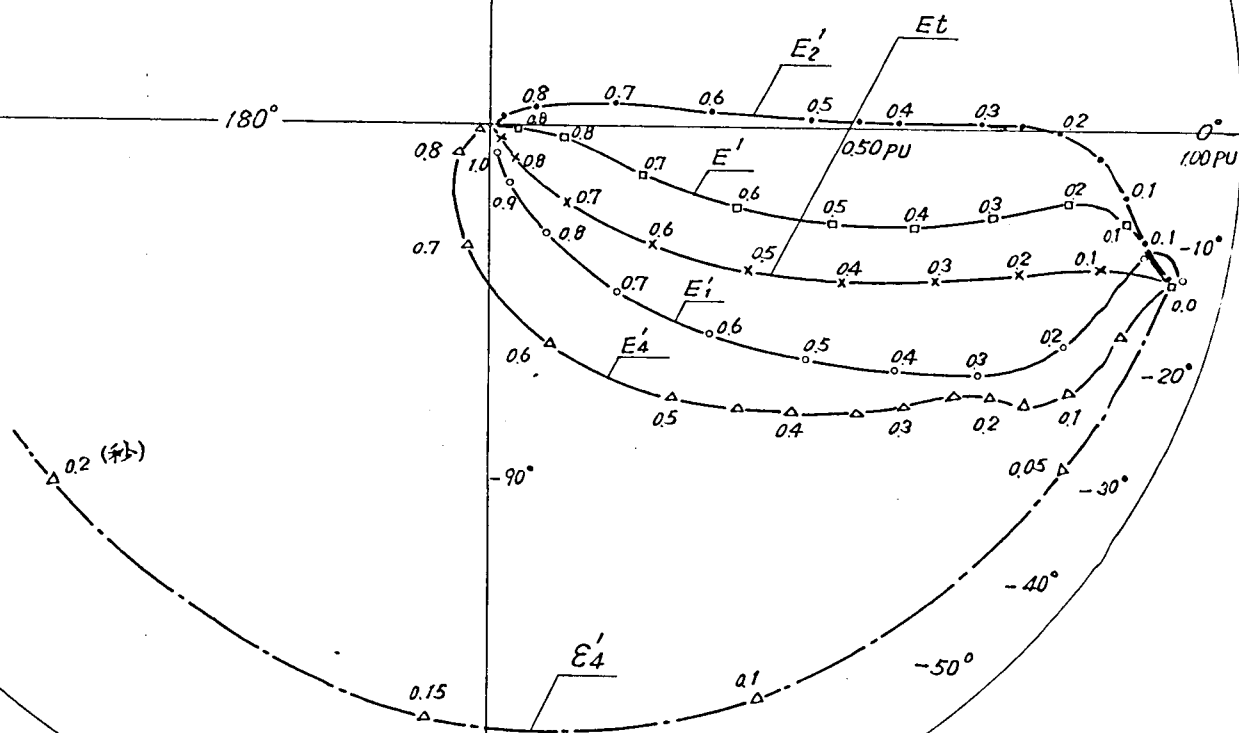


図 4-4 残留電圧の時間的变化

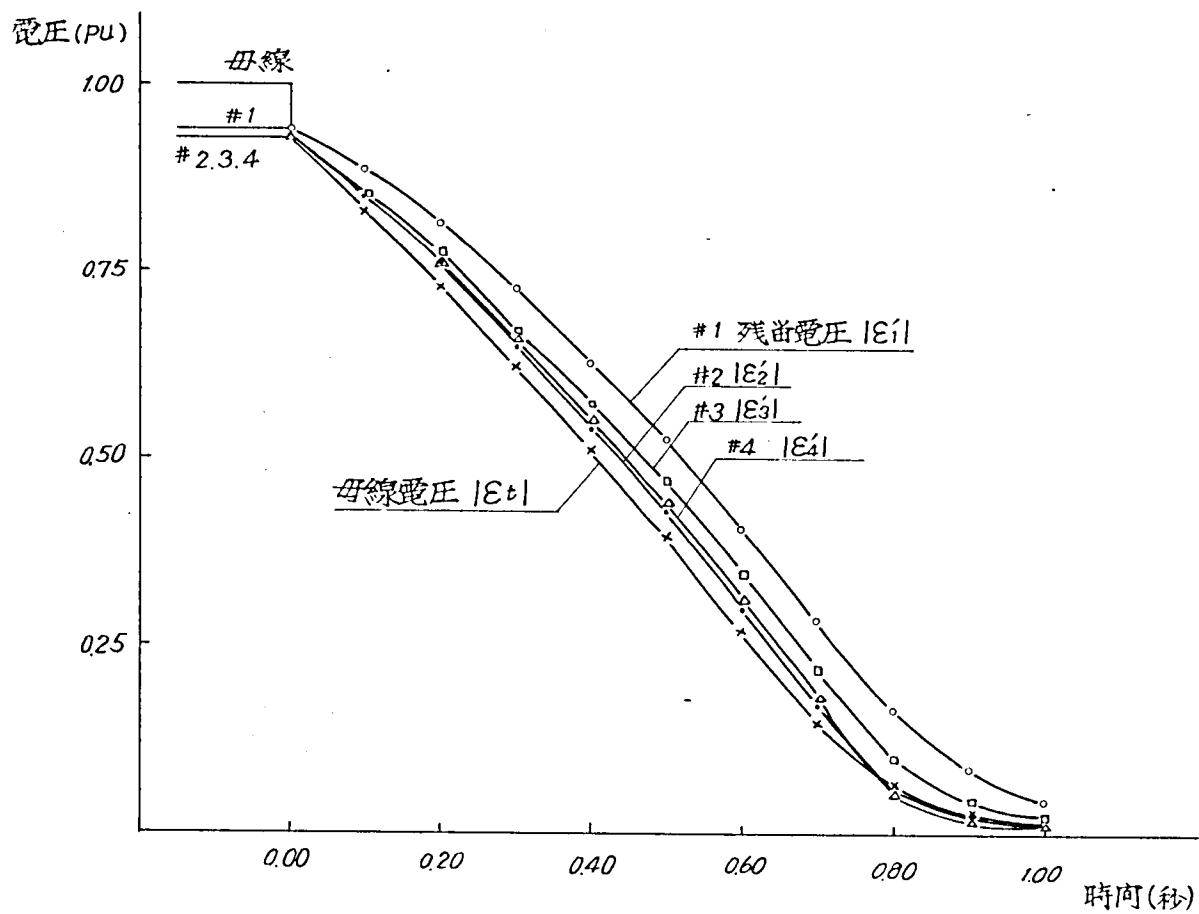


図 4-5 残留電圧の大きさの時間的变化

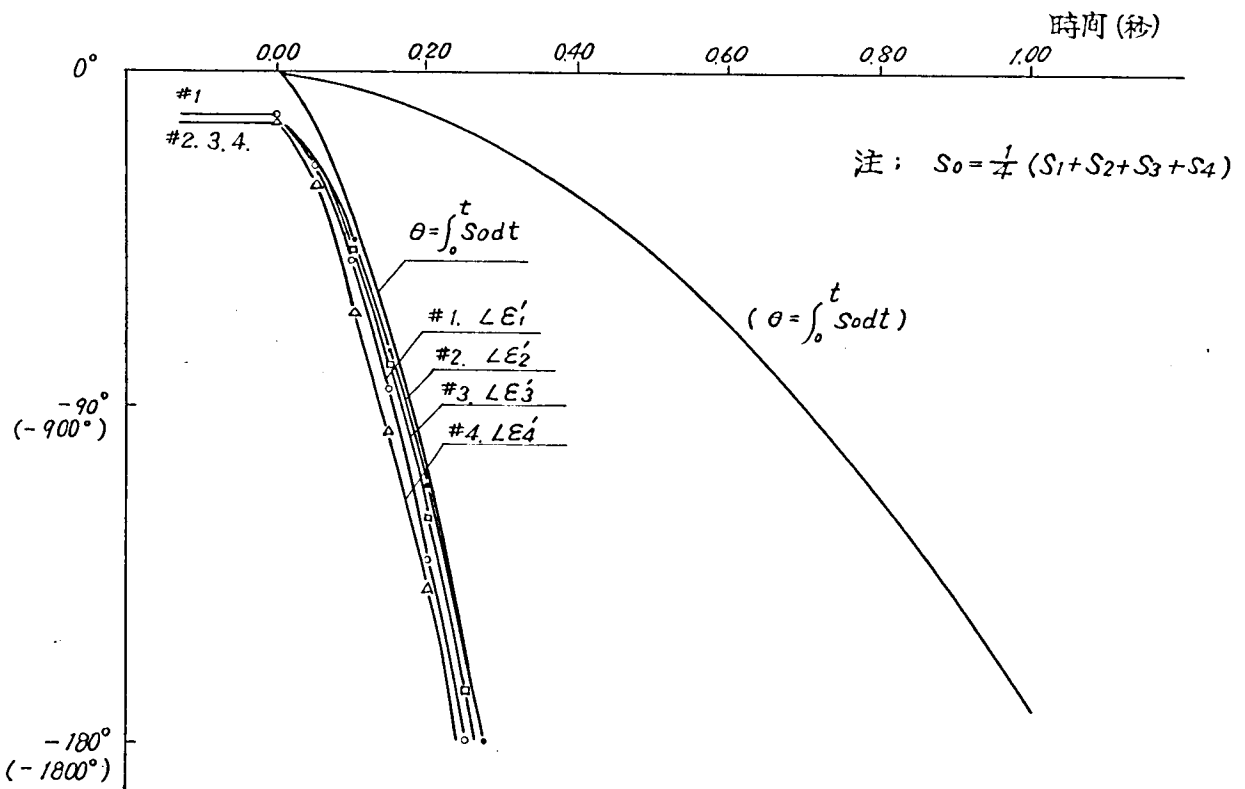


図 4-6 残留電圧の位相の時間的变化

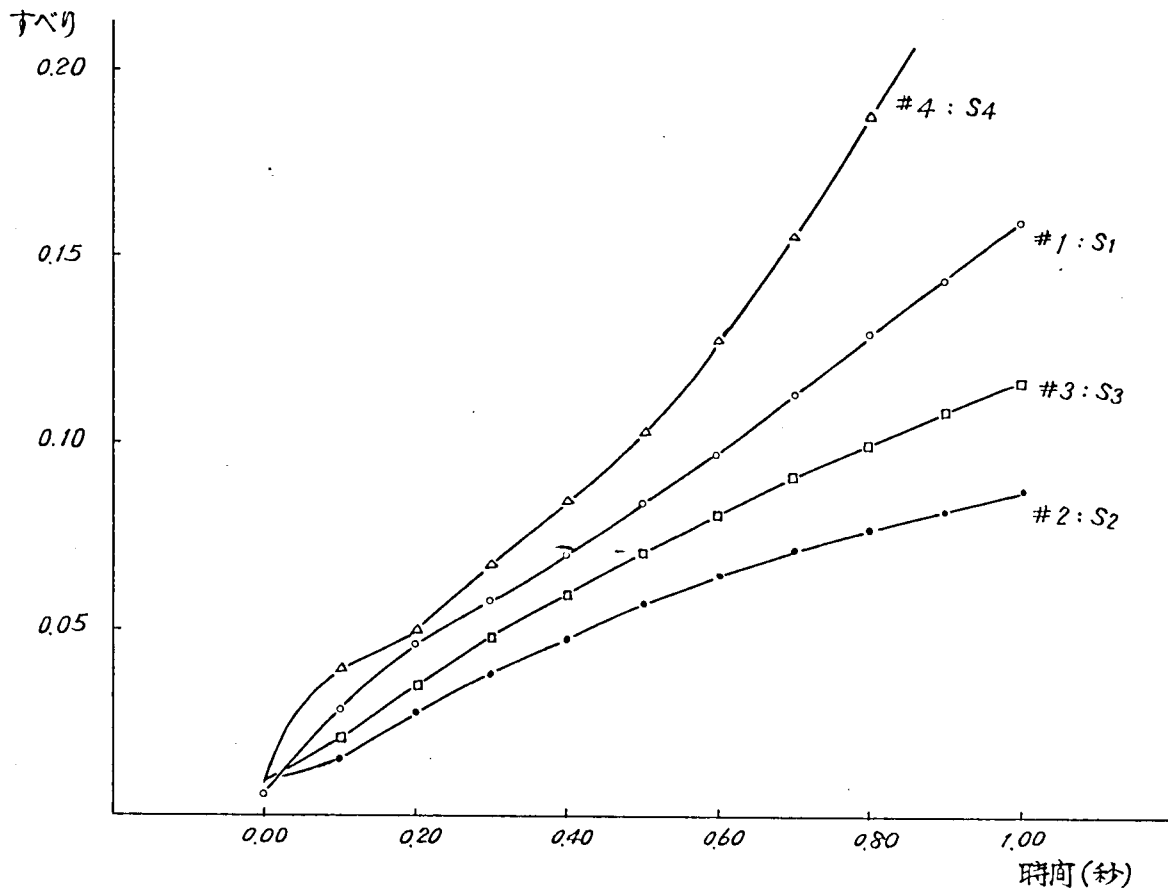


図 4-7 回転子のすべりの時間的变化

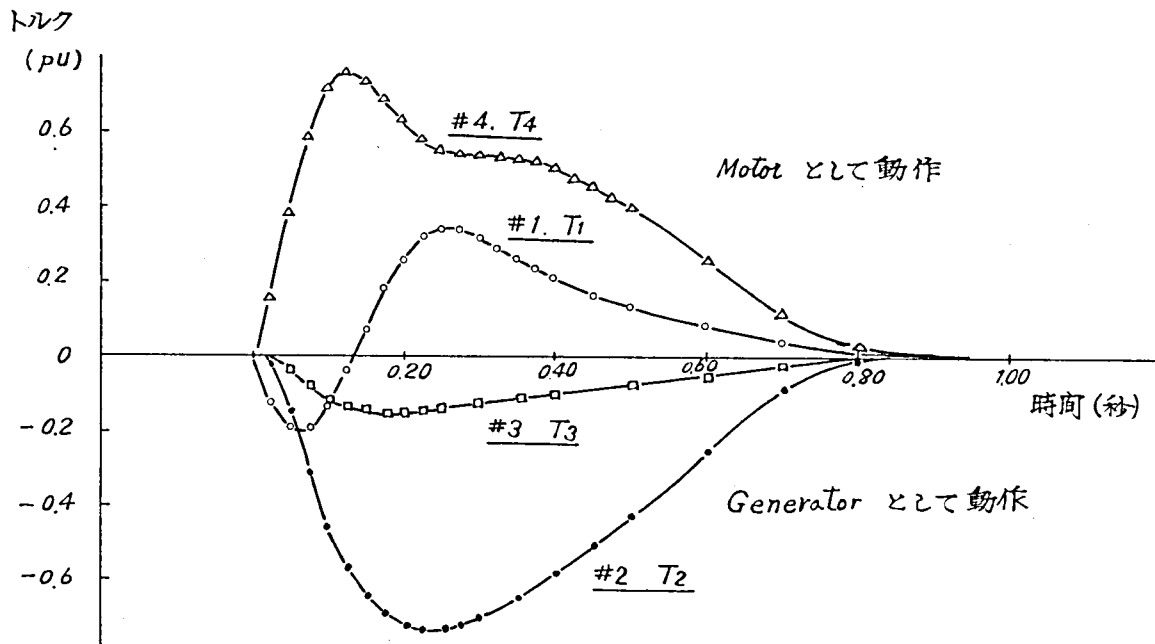


図 4-8 誘導機の出方トルクの時間的变化

この回路については基本式を適用して

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_s &= \{ r + (p+j)x' \} i_s + (1-jp)\varepsilon' \\ T_o' (p+js)\varepsilon' + \varepsilon' - j(x-x')i_s &= 0 \\ (p+j)\frac{\varepsilon_s}{x_c} &= -i_s \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

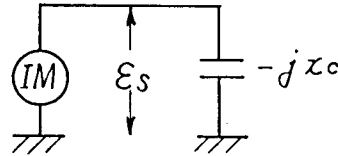


図4-9 コンデンサを端子に有する誘導機

いま

$$\varepsilon_s = E_s e^{-j \int_0^t s dt}$$

$$\varepsilon' = E_1 e^{-j \int_0^t s dt}$$

$$i_s = I_s e^{-j \int_0^t s dt}$$

なる変換を施し、固定子側においては

$$pE_s \approx (1-s)E_s, \quad pI_s \approx (1-s)I_s$$

と考えられるから

$$\left. \begin{aligned} E_s &= \{ r_s + j(1-S)x' \} I_s + (1-S)E' \\ T_o' \frac{dE'}{dt} + E' - j(x-x')I_s &= 0 \\ j(1-S)\frac{E_s}{x_c} &= -I_s \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

$r_s \approx 0$ として E_s , I_s を消去すれば

$$T_o' \frac{dE'}{dt} + \frac{x_c - (1-S)^2 x}{x_c - (1-S)^2 x'} E' = 0$$

一般に $x_c \gg x'$ であるから

$$T_o' \frac{dE'}{dt} + \left[1 - (1-S)^2 \frac{x}{x_c} \right] E' = 0$$

したがって

$$E' = E_0' e^{-\frac{1}{T_0'} \int_0^t [1 - (1-S)^2 \frac{x}{x_0}] dt} \quad (4-11)$$

$x > x_0$ のときには積分の内部は負となつて E' が上昇する可能性があり、再投入時に異常電流が突入する危険性がある。図4-10に代表的な例について E' の時間的变化を示す。

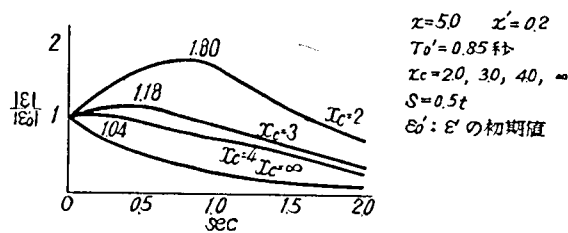


図4-10 コンデンサを端子に有する誘導機の残留電圧

4-2 誘導機の過渡トルク

誘導機を電源に再投入したときの過渡トルクについて検討する。系統条件は図4-11に示す単純なものとし、残留電圧の大きさ、投入位相、すべりの大きさの影響をしらべる。

3相平衡しているとして正相分のみを考える。

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} rs + (D+j)x' & -j(D+j) \\ -j(x-x') & 1 + T_0'(D+j\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ \varepsilon' \end{pmatrix} \quad (4-12)$$

ここで rs : 電機子回路の抵抗

x : 励磁インピーダンス

x' : 拘束リアクタンス

T_0' : 開路時同転子回路時定数

$D = \frac{d}{dt}$: 微分演算子

I_s : 電機子電流

ε' : 残留電圧

同期ワットであらわしたトルクは次式で与えられる。

$$T = \{ \varepsilon' I_s^* \} \text{ の実数部} \quad (4-13)$$

回転子回路に残留電圧 ε_0' があるときの過渡トルクを計算する。考察する時間内においては回転子の回転速度は変らないものとする。すなわち

$$S = S_0$$

とおけば (4-12) 式は線型方程式となる。

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_s \\ 0 \end{pmatrix} - p \begin{pmatrix} -j \\ T_{0'} \end{pmatrix} \varepsilon_0' H(t) = \begin{pmatrix} rs + (p+j)x' & -j(p+j) \\ -j(x-x') & 1 + T_{0'}(p+js_0\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ \varepsilon' \end{pmatrix}$$

(4-14)

ここで ε_0' : 残留電圧 p : ヘビサイドの演算子

$H(t)$: 単位関数

ここで通常の機械においては

$$1 \gg \frac{rs}{x'}, \quad 1 \gg \frac{1}{\omega T_{z'}}$$

またすべり S_0 が十分に小さいとすれば

$$1 \gg s_0 \omega T_{z'} \quad \text{ただし} \quad T_{z'} = \frac{x'}{x} T_{0'}$$

であるから、(4-14) 式の解として

$$\varepsilon' \approx \frac{(1 - \frac{x'}{x})}{1 + js_0 \omega T_{z'}} (1 - e^{-\frac{1}{T_{z'}} t}) \varepsilon_s + e^{-\frac{t}{T_{z'}}} \varepsilon_0' \quad (4-15)$$

したがって

$$\begin{aligned} I_s \approx & \frac{1}{jx'} \frac{\frac{x'}{x} + js_0 \omega T_{z'}}{1 + js_0 \omega T_{z'}} (1 - e^{-\frac{1}{T_{z'}} t}) \varepsilon_s \\ & + \frac{1}{jx'} (e^{-\frac{1}{T_{z'}} t} - e^{-\frac{rs}{x'} t} e^{-j\omega t}) (\varepsilon_s - \varepsilon_0') \quad (4-16) \end{aligned}$$

がえられる。

過渡トルクは (4-13) 式に (4-15), (4-16) 式を代入して求められる。

$$\varepsilon_s = E_s$$

$$\varepsilon_o' = E_o' (\cos \theta - j \sin \theta)$$

ここで θ : 投入時の電源電圧と残留電圧の位相差とおけば

$$T = T_o + T_1$$

$$T_o = \frac{E_s^2}{x'} \frac{\left(1 - \frac{x'}{x}\right)}{1 + (s\omega T_z')^2} (1 - e^{-\frac{1}{T_z'} t}) \left[s\omega T_z' + e^{-\frac{rs}{x'} t} (\sin \omega t - s\omega T_z' \cos t) \right]$$

$$T_1 = \frac{E_s E_o'}{x'} e^{-\frac{1}{T_z'} t} \sin \theta$$

$$- \frac{E_s E_o'}{x'} \frac{\left(1 - \frac{x'}{x}\right)}{1 + (s\omega T_z')^2} (1 - e^{-\frac{1}{T_z'} t}) e^{-\frac{rs}{x'} t} \{ \sin(\omega t + \theta) - s\omega T_z' \cos(\omega t + \theta) \}$$

$$+ \frac{E_s E_o'}{x'} e^{-\frac{1}{T_z'} t} e^{-\frac{rs}{x'} t} \sin(\omega t - \theta)$$

(4-17)

ここで T_o は残留電圧に無関係な項、すなわち残留電圧がない場合の過渡トルクである。 T_1 は残留電圧にもとづく項で投入時の位相 θ の関数である。誘導機過渡トルクの計算例を示す。(4-12)式を実数の式になおす。

$$\begin{aligned} \frac{d(x' I_s d)}{dt} &= E_s d - \frac{rs}{x'} (x' I_s d) + x' I_s q + \varepsilon_d' + \frac{1}{T_z'} F_q \\ \frac{d(x' I_s q)}{dt} &= E_s q - \frac{rs}{x'} (x' I_s q) - x' I_s d + \varepsilon_q' - \frac{1}{T_z'} F_d \\ \frac{d\varepsilon_d'}{dt} &= -\frac{1}{T_z'} F_d \\ \frac{d\varepsilon_q'}{dt} &= \frac{1}{T_z'} F_q \\ F_d &= \frac{x'}{x} \varepsilon_d' - s\omega T_z' \varepsilon_q' - \left(1 - \frac{x'}{x}\right) x' I_s q \\ F_q &= \frac{x'}{x} \varepsilon_q' + s\omega T_z' \varepsilon_d' + \left(1 - \frac{x'}{x}\right) x' I_s d \end{aligned}$$

(4-18)

この式をアナログ計算機をもちいて解いた。

図4-1-1の系統において機器定数は次のとおりである。

- 外部リアクタンス : $x_e = 0.2 \text{ pu}$
励磁インピーダンス : $x = 1.2 \text{ pu}$
拘束リアクタンス : $x' = 0.12 \text{ pu}$
回転子回路時定数 : $T_o' = 0.4 \text{ sec}$
周波数 : $f = 60 \text{ Hz}$

(自己の容量KVAをベースとする)

計算結果を図4-1-2, 図4-1-3 に 過渡トルク波形を 図4-1-5に示す。

(1) 残留電圧の大きさ、投入位相 — 図4-1-2 —

残留電圧がある場合の過渡トルクは電源投入時における残留電圧と電源電圧との位相差 θ が 120° のとき最大となる。過渡トルクは残留電圧が大きいほど大きくなるが、一般に残留電圧は再投入までにある程度減衰しており、予想される再投入条件の一例として

$$S = 0.03, \quad \varepsilon_o' = 0.50, \quad \theta = 120^\circ$$

を想定すれば

$$T_{\max} = 2.5 \text{ pu}$$

となる。通常の誘導機は十分これに耐えることができる。

さらに苛酷な条件として

$$\varepsilon_o' = 0.75, \quad \theta = 120^\circ, \quad S = 0.03$$

を想定すれば

$$T_{\max} = 4.0 \text{ pu}$$

となる。

(2) すべり — 図4-1-3 —

すべりと定常トルク T_s との関係および残留電圧 $\varepsilon_o' = 0$ のときの過渡トルク最大値 T_{\max} とすべりとの関係を示す。

すべり S が 0.03 をこえれば T_{\max} はあまり変らない。

(3) 再投入許容領域 — 図4-1-4 —

以上の結果過渡トルクの面より再投入を許容される条件は残留電圧の大きさと位相によつて定まる。すべりは重要な要因ではない。^{註)} 許容される過渡トルク最大値を $T_{\max} = 2.0$ としたときの残留電圧の領域を位相面にて画けば 図4-14 のようになる。

通常 $(\varepsilon_s - \varepsilon_o') / jx'$ の値を目安とし、

$$\varepsilon_s - \varepsilon_o' = 1.5 \text{ pu} \quad (\varepsilon_o' = 0.5 \text{ で逆位相投入})$$

を許容限度として点線をもつて許容領域をあらわしているが、軸トルクについてはこれより 60° ずれた領域を考えるべきである。

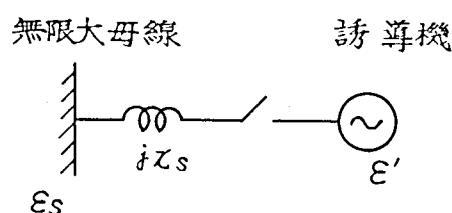


図4-11 誘導機の投入

産業プラントはその動力の多くの部分を電動機に依存している。電動機の脱調は機器に対する障害だけでなく、その波及によつて他の機器まで停止し、生産が阻害される危険を有している。

ここで問題とした電動機は同期電動機と誘導電動機であるが、安定性の問題を論ずるときこの両者には大きな相異点が存在する。両者の安定性の定義を明確に規定し、それにもとづいて各々の安定限界に対して電圧変動の大きさ、その継続時間、電動機の特性、負荷の特性がおよぼす影響を明らかにした。

註) すべりは3節においてのべたごとく安定度問題には重要な因子となる。

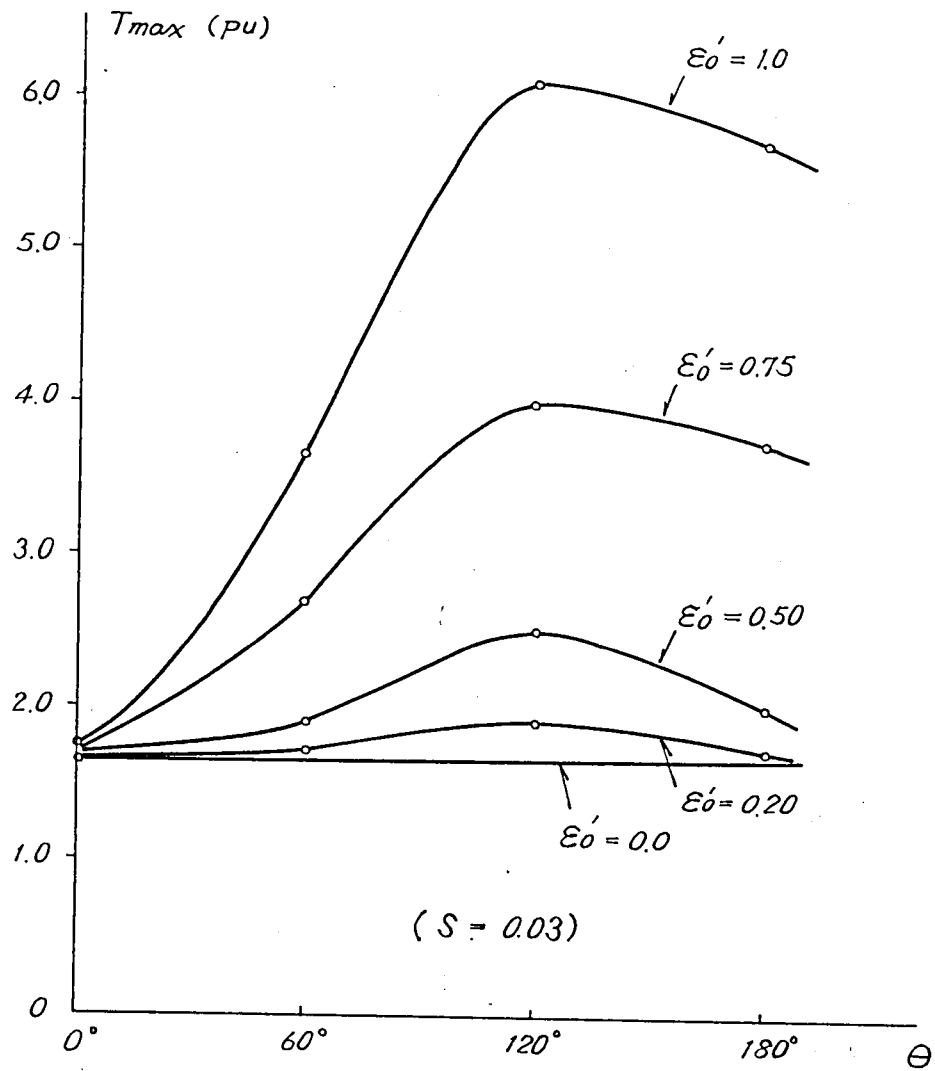


図4-12 位相角 θ と T_{max} との関係

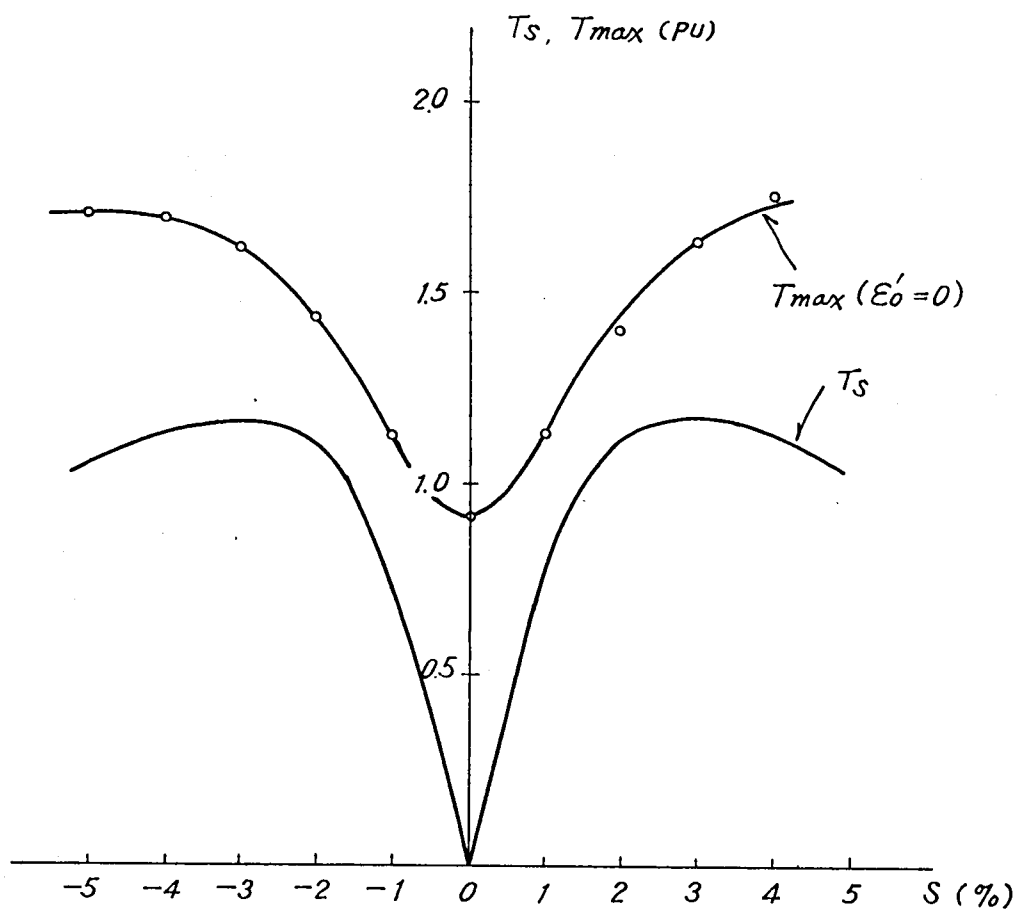


図4-13 すべり S と T_s, T_{max} との関係

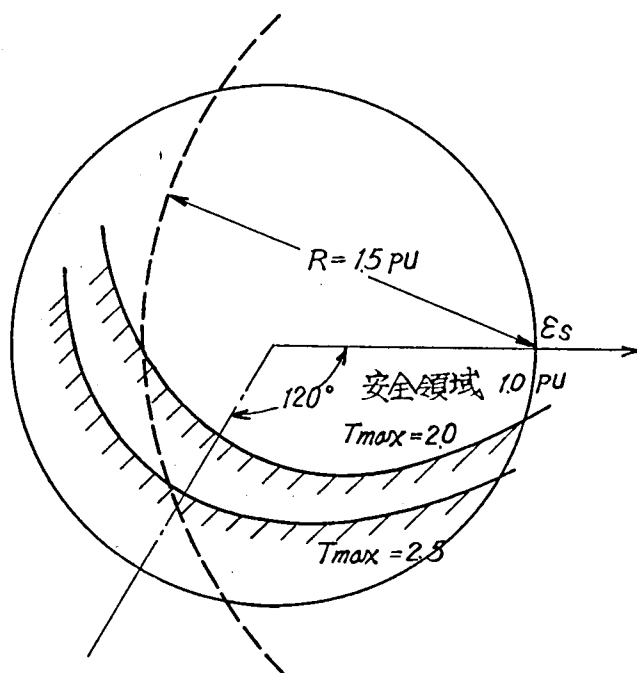


図4-14 再投入許容領域

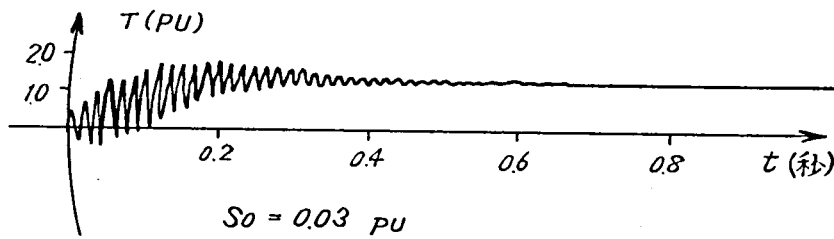
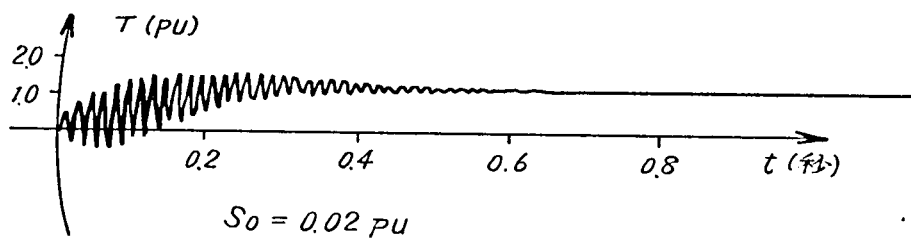
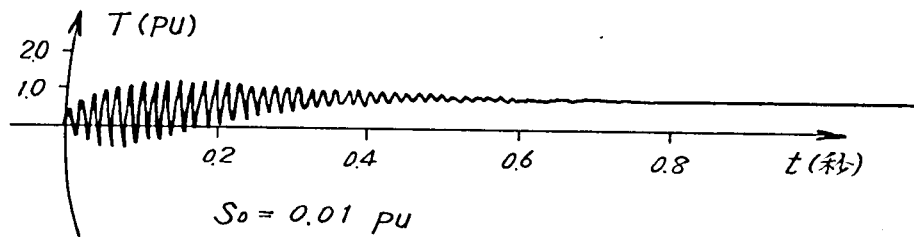


図4-15 過渡トルク波形(すべりの影響)

$$\epsilon_0' = 0.00 \text{ pu}$$

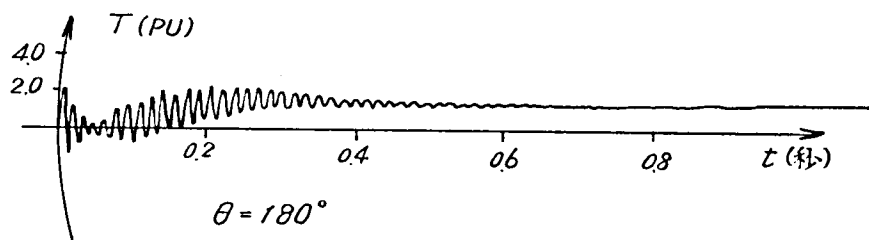
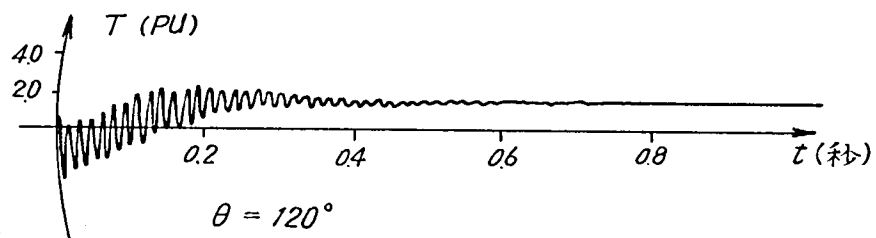
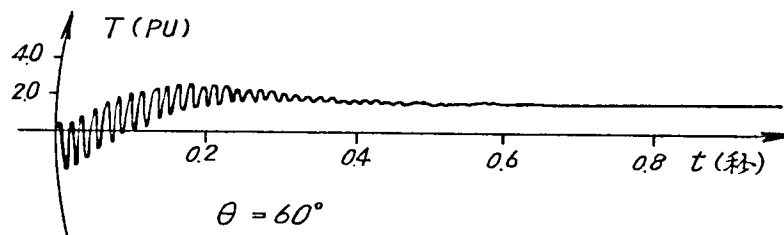
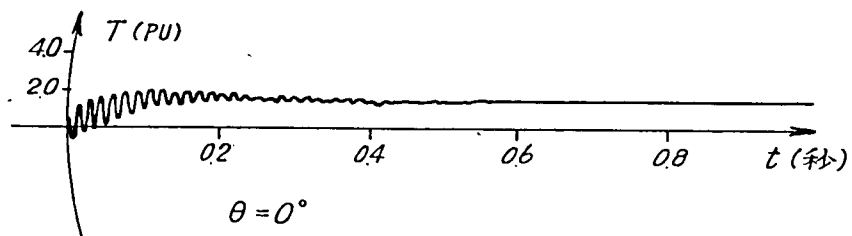


図 4-16 過渡トルク波形 (残留電圧投入位相の影響)

$$E_{o'} = 0.50 \text{ pu}$$

$$S_o = 0.03 \text{ pu}$$

第6章 電力系統安定性向上に対する2、3の提案

事故波及による全系統の崩壊という事態が起り得ることは、1965年11月のアメリカ北東部大停電によつて立証されたかたちとなつた。これに対し、その防止対策の検討がなされ、基本的な考え方として、つぎの項目があげられている。(11)

(12) (13)

- (1) 発電力、送電能力とも十分な予備力をもつ
- (2) 系統保護方式の整備
- (3) 計算機による系統状態の監視による運用限界の把握

これは事故の波及を抑え、系統に大きな動揺を生ぜしめないという基本方針に立っている。

この3つの項目の目的は同じであるが、その性格には大きな違いがある。

(1)は系統の体質を改善するもので本質的な強化策である。これに対して(3)は「誤つた運用をさけ、計画通りに系統の性能を十分に活用する」ものであり、系統を本質的に強化したとは言い難い。(2)はこの中間にあるとみてよい。

以上の観点に立ち系統の安定性向上対策をその性格により分類して示すと図1のようになる。系統の安定性向上はこれら多くの対策の総合の上に立脚し、その割合

のバランスはそれぞれの性格にもとづいて検討されなければならない。

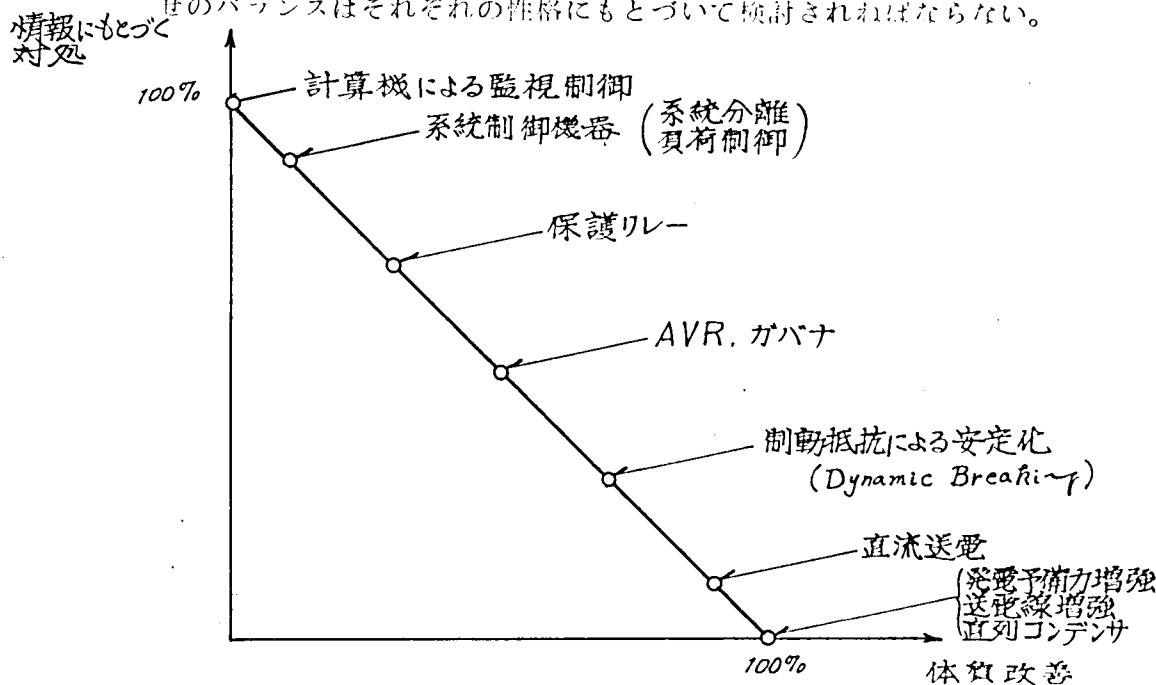


図 1. 電力系統安定性向上対策の分類

発電予備力増強、直列コンデンサ、直流送電、制動抵抗の効果については、すでに多くの研究がなされている。(2)(3)(4)(44)筆者はこれに対して前章までにおいて発電機特性の影響を明らかにし、さらに制御機器としてのA V Rの効果、保護リレーによる故障しや断、負荷しや断、再投入等による安定性向上の効果およびそれに附随する問題点を明らかにしてきた。本章においては系統制御機器による系統分離、再同期の問題について明らかにし、さらに、安定性向上のための各種制御方式相互間の協調について考察、システムとしての構成を明確にして、将来の問題点、とくに計算機による系統状態監視制御について論じる。

1. 系統の分離

事故波及に対する系統の最終段階の防護対策として、次の2つの方法がある。

- (1) 負荷制限によつて系統の需給バランスを保つ
- (2) 需給バランスのとれた部分系統を分離することによつて部分的に壊滅からまぬがれる。

これによつて電源の停止を最小に抑え、正常な状態への回復を容易にすることによつて総合信頼度を高くすることができる。

負荷制限による方法はすでにいくつかの検討がなされ、実際に適用されている。(45)(46)

(47)
ここでは部分系統の分離について論じる。とくに火力発電機器は周波数が規定値より大きくずれると運転を継続することができない。火力系統の需給バランスを保つて支障なく分離するための制御方式、分離成功のための運転条件について検討する。

1-1. 系統分離による事故波及の防止

故障時に事故範囲の拡大防止と復旧の迅速化をはかるために、系統の分離がおこなわれる。系統分離をおこなう原因を分類すると次のとおりである。

- (a) 脱調系統分離 : 系統相互間において脱調が生じるとその波及は大きい。
このため両系統を分離する。
- (b) 短絡事故系統分離 : 短絡事故が長時間継続すると機器相互間において断

調が生じることが予想される。この結果を予測し、脱調に至らない時限でもって部分系統を分離する。^{註)}

- (c) 周波数低下系統分離：火力発電機器は周波数が規定値より大きくずれると運転を継続できない。火力発電機出力にバランスした負荷をつけて分離し部分的に周波数を維持することによって運転の継続をはかる。

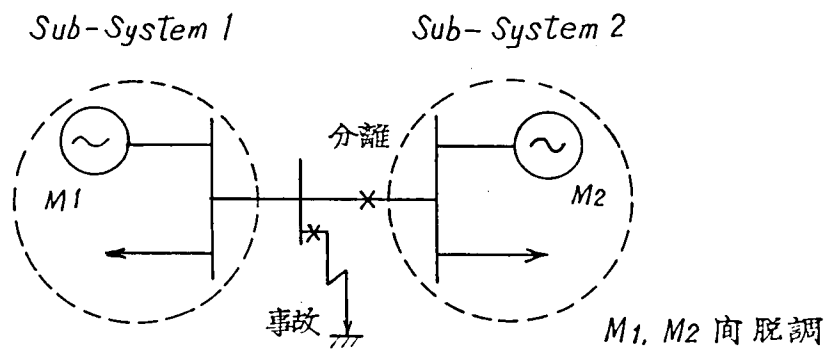


図 1-1. a 脱調系統分離

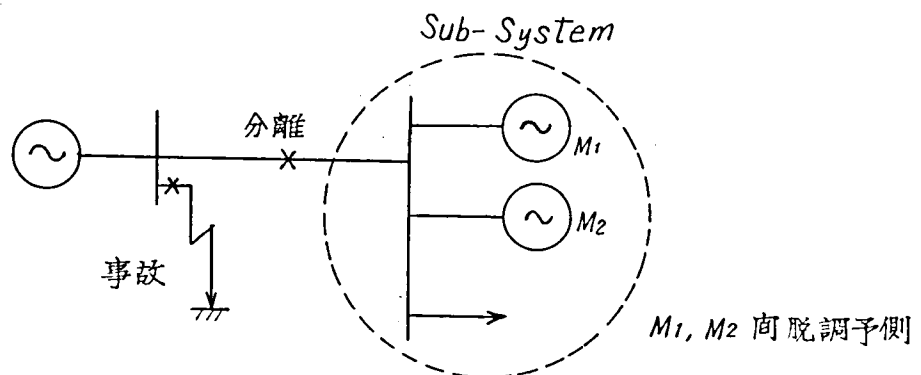


図 1-1. b 短絡事故系統分離

註) 第 5 章 2 節参照 同期発電機と電動機の脱調予測分離

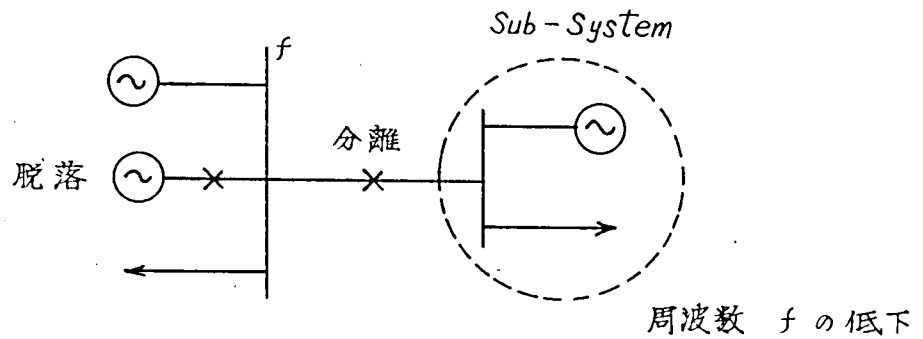


図 1-1.c 周波数低下系統分離

分離された各部分系統内において需給バランスが失われるとその系統内において周波数が低下し、運転継続が困難となるため、分離に際しては分離すべき単位グループ内において需給バランスをとることが必要である。

系統分離が成功するか否かは発電機運転状態と分離点潮流の大きさによつてきまる。この問題は次のように定式化される。

$$L = \sum_{i=1}^n L_i : \text{系統 A 内の全負荷}$$

$$G = \sum_{i=1}^m G_i : \text{ " の全発電量}$$

$$P : \text{分離点電力潮流}$$

$$P_{\max} : \text{分離可能最大潮流 (} G_1, \dots, G_m \text{ の関数)}$$

$$P_{\min} : \text{ " 小 " (")}$$

とすれば

$$P = L - G$$

$$P_{\min} \leq P \leq P_{\max}$$

} (1-1)

(1-1) が満足されるとき分離可能である。

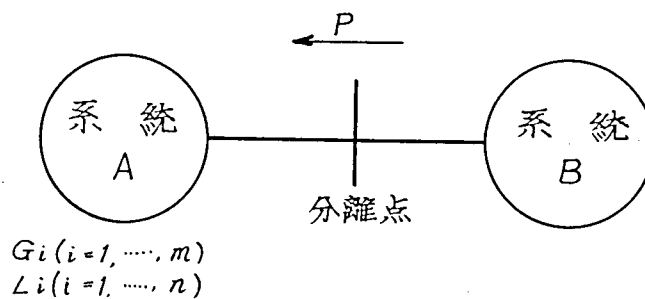


図 1-2. 系統分離点

分離可能条件 (1-1) を満たすためには発電力 G_i および負荷 L_i との組合せを制御する。

(1) 分離点の選定

分離点を多数作っておけばそのいずれかにおいて (1-1) が満足することを期待できる。分離点の優先順位は発電所の重要度、負荷の性質等によってきまる。

ここでは仮りに順序を

$$S_1, S_2, S_3, \dots, S_n$$

とする。次の論理式によつて分離点を決定できる。

$$S_1 = f(P_1 \min \leq P_1 \leq P_1 \max)$$

$$S_2 = \bar{S}_1 \cdot f(P_2 \min \leq P_2 \leq P_2 \max)$$

$$\vdots$$

$$S_n = \bar{S}_1 \cdot \bar{S}_2 \cdot \dots \cdot \bar{S}_{n-1} \cdot f(P_n \min \leq P_n \leq P_n \max)$$

$$A = \bar{S}_1 \cdot \bar{S}_2 \cdot \dots \cdot \bar{S}_n$$

(1-2)

ここで

$f(\quad)$: (\quad) 内の条件が満足されれば 1、されなければ 0、

S_1, S_2, \dots, S_n : 値が 1 の点で分離

A : 警報

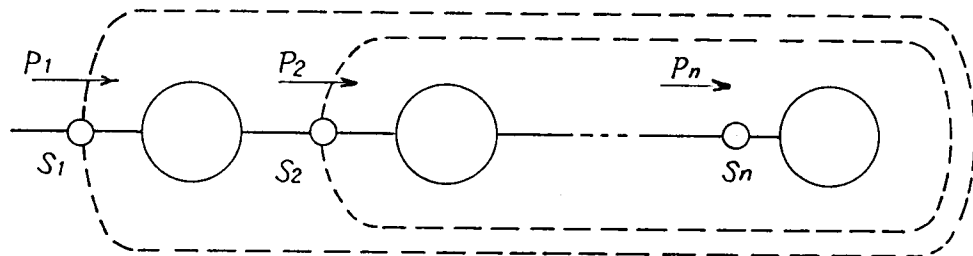


図 1-3 系統分離点の決定

(2) 分離点の作成

系統 A につながる負荷は

$$L = L_0 + \sum_{i=1}^n L_i X_i \quad (1-3)$$

ここで L_0 : 切り換えることのできない負荷

L_i : 切り換え可能な負荷

X_i : L_i が A につながるとき 1

つながらないとき 0

である。(1-1)式を満足する X_i の組をえらばよい。

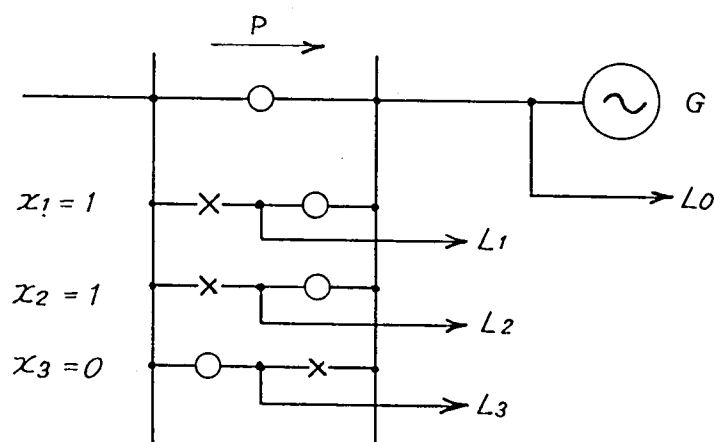


図 1-4 負荷ファイダ切り換えによる系統分離点作成

実際の制御はこの 2 つの組合せにより図 1-5 の要領によつておこなわれる。

制御装置を単純化し、かつ運用にあつての負荷の性質等きめの細かい条件を織り込むにはオフ・ラインにおいて負荷予測にもとづいた操作パターンを作成し、このスケジュールをプログラマによつて装置に設定し、オン・ラインの制御においてはスケジュールよりのくるいを修正する制御方式がよい。⁽⁴⁸⁾

1-2. 系統分離可能条件

正常に運転されている系統が、部分系統に分割された場合部分系統内において需給が平衡していないと周波数変動が生じる。変動の大きさが許容値を越えると

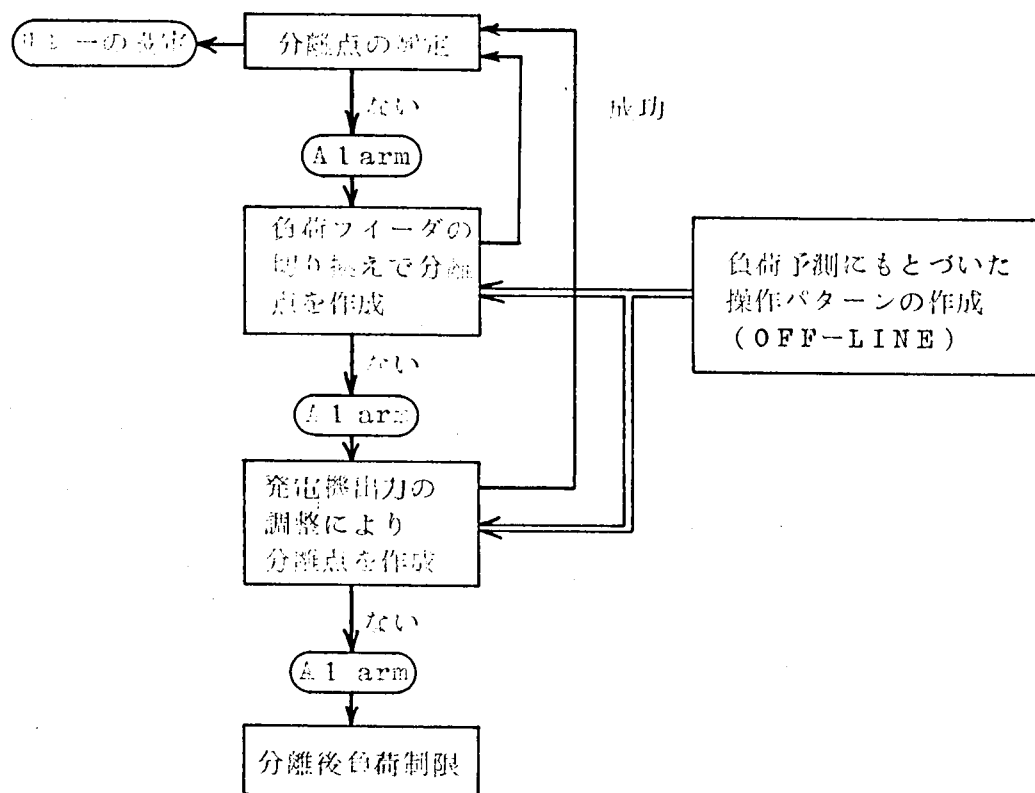


図 1-5 系統分離制御フロー図

その分離系統は運転を継続し得ないことになる。

この周波数変動は発電所の調速機により修正されるが、系統の運転とくに火力発電所の運転には種々の制約条件があり、これが分離可能条件を決定する。(49)

- i) 出力変動の大きさには許容限界がある。その大きさは不明確な点も多いが定格値の 20% 程度である。これはボイラ系が急激な大きい変動に対して追従できないこと、またタービンにおいても大きな出力変動は熱的重をともしない材料を疲労させることによる。
- ii) 周波数変動の大きさに許容限界がある。
これはタービン翼の異常振動の発生のためである。
- iii) 最大出力限界 G_{max} はタービンの定格値によつてきまる。
- iv) 最低出力限界 G_{min} は定格出力の 25% 程度である。これはボイラ制御系が安定に運転できるための限界である。

以上を総合して系統分離可能条件は次のように表現することができる。

$$\left. \begin{aligned} P_{\min} &\leq P \leq P_{\max} \\ P &= L - G \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

$$\left. \begin{aligned} P_{\max} &= \min(\alpha * G_{\max}, G_{\max} - G) \\ P_{\min} &= \max(-\alpha * G_{\max}, G_{\min} - G) \\ G_{\min} &\leq G \leq G_{\max} \end{aligned} \right\} \quad (1-4-a)$$

$$\alpha = \alpha(C) \quad (1-4-b)$$

ここで P : 分離点潮流、分離系統（需給不平衡量）

P_{\max} : 分離可能最大潮流

P_{\min} : " 最小潮流

G : 分離系統発電機出力

L : " 負荷

G_{\max} : 発電機出力最大値

G_{\min} : " 安定出力最小値

α : 発電所出力許容変動率（ C の関数）

C : 発電所特性（ボイラ、タービン、ボイラ制御系、
調速機の特性、慣性定数）

モデルとして図1-6を考える。 運転限界の指標としては周波数変動のみに注目する。

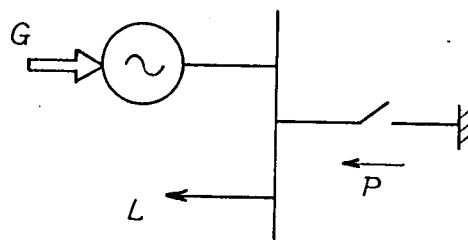


図1-6 系 統 分 離

連けい電力 P が失なわれたときの周波数変動を求める。

動特性を示す方程式は

$$\begin{aligned}
 2H \cdot p \cdot s &= G - L \\
 G &= F(s; G, p) \\
 L &= L_0 + K_L \cdot S \\
 G_0 &= (L_0 + P) = 0
 \end{aligned}
 \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array} \right\} (1-5)$$

ここで H : 慣性定数

$F(S; G, p)$: 調速機特性

K_L : 負荷特性

G : タービン出力 G_0 : $S = 0$ における G

L : 負荷 L_0 : $S = 0$ " L

S : 周波数変動 (pu)

$p = \frac{d}{dt}$: 微分演算子

調速機特性を含んだ系のブロック図を図 1-7 に示す。

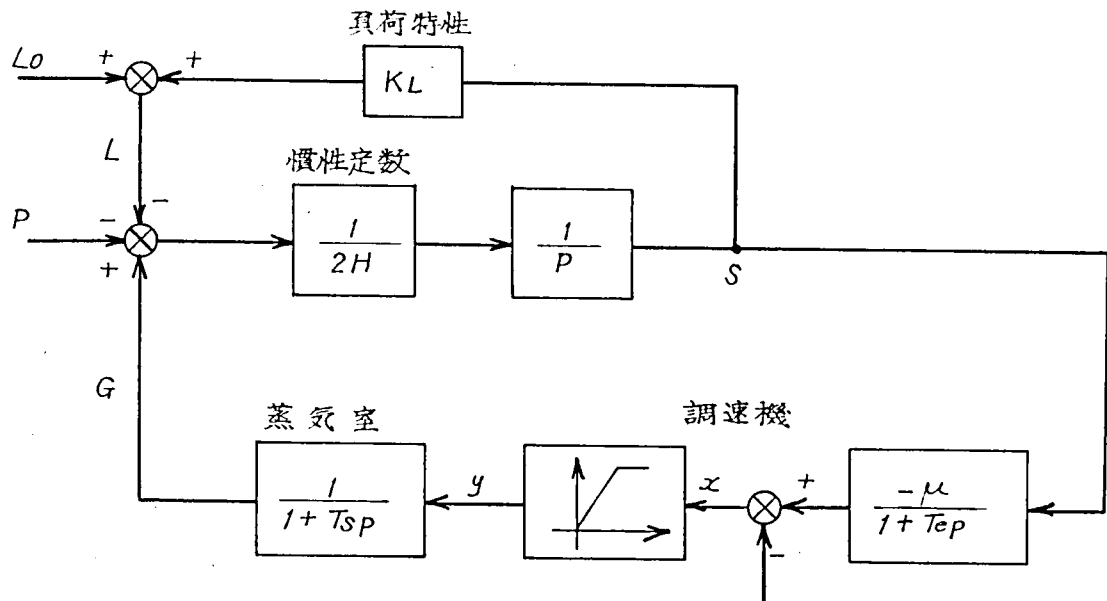


図 1-7 分離系統動特性ブロック図 $Z_0 = (G_0)$

T_s : 蒸気室時定数

T_e : 調速機時定数

μ : " ・ゲイン

x : " ・ストローク

y : 弁開度 (y_{max} G_{max})

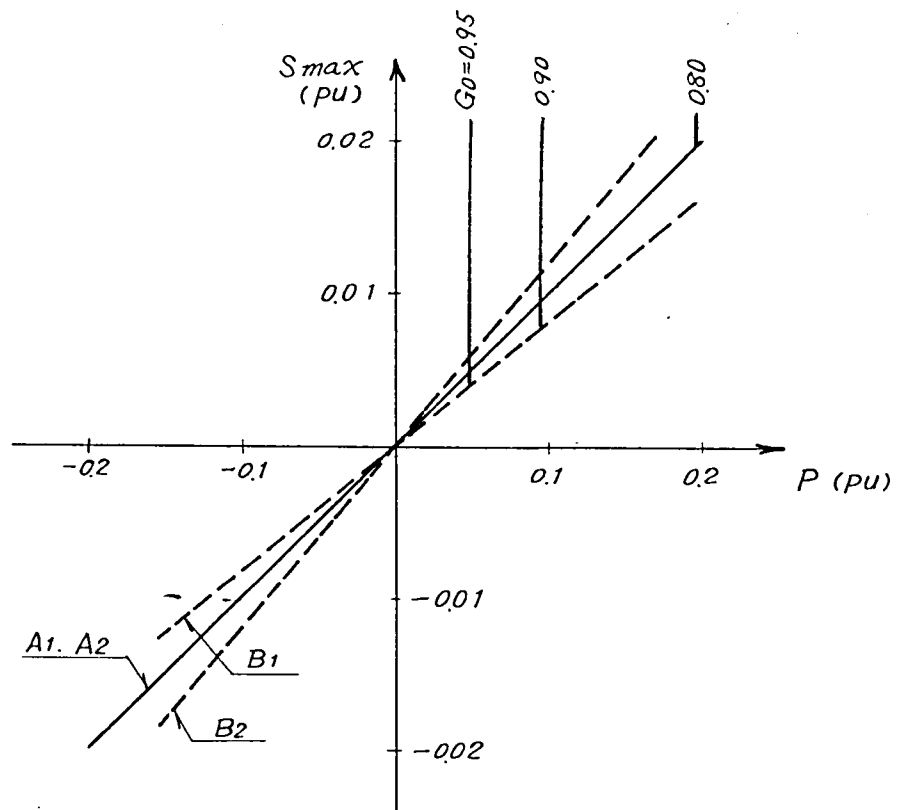


図 1-8 分離点潮流と周波数変動最大値

A ₁ : $\mu = 1.0$	H = 5.0 秒
A ₂ : $\mu = 1.0$	H = 10.0 秒
B ₁ : $\mu = 2.0$	H = 5.0 秒
B ₂ : $\mu = 2.0$	H = 2.5 秒

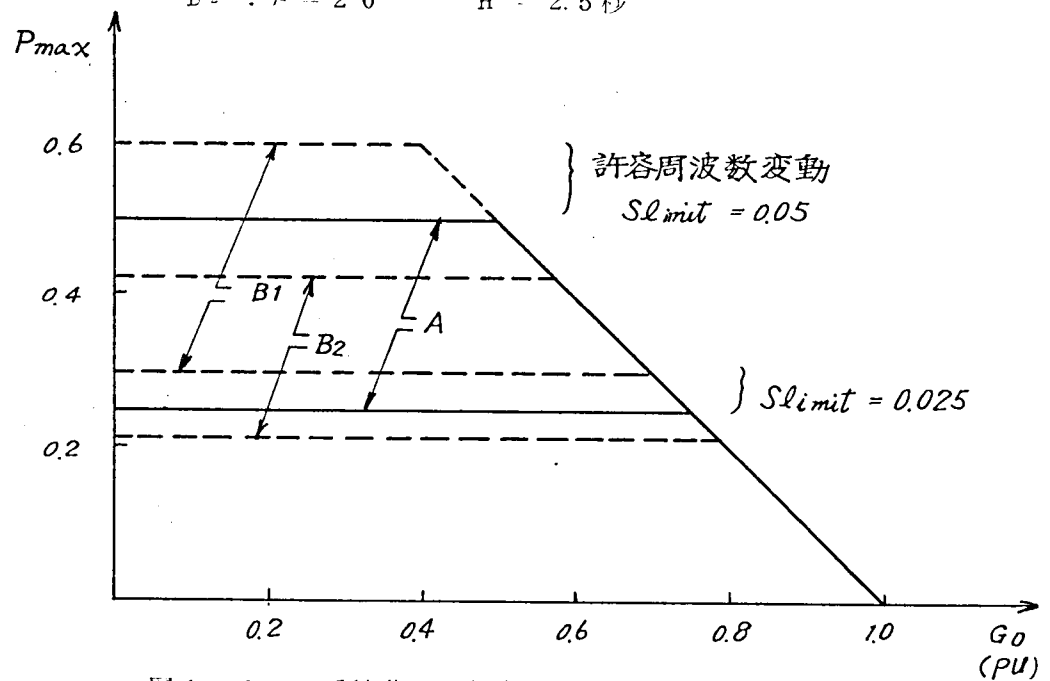


図 1-9 系統分離可能条件

A : $\mu = 1.0$	H = 5.0 秒
B ₁ : $\mu = 2.0$	H = 5.0 秒
B ₂ : $\mu = 2.0$	H = 2.5 秒

連けい線しや斷時には P はステップ状に変化する。これに対する周波数変動最大値 S_{\max} の値を求める。

系の定数としては次のものとする。

慣性定数 : $H = 2.5, 5.0, 10.0$ 秒

調速機特性 : $\mu = 10, 20$

$T_e = 0.4$ 秒 $T_s = 0.35$ 秒

$y_{\max} = G_{\max} = 1.0$ $y_{\min} = G_{\min} = 0$

負荷特性 : $K_L = 0$

分離点潮流すなわち分離系統の分離時需給不平衡量 P と周波数変動最大値との関供を図 1-8 に示す。

$\mu = 10$ $H = 5.0, 10.0$ 秒の場合には変動は非振動的となり、変動最大値は調速機ゲイン μ と発電機初期出力 G_0 とによつて決定される。 $\mu = 20$

$H = 2.5, 5.0$ 秒の場合には変動は振動的となつて系の慣性が影響してくる。

許容周波数変動 S_{limit} を適当に想定し、図をかきなおしたのが 図 1-9 である。これが系統分離可能条件である。発電機初期出力と許容不平衡量すなわち連けい線電力との関係を与えている。

連けい線電力潮流 P が分離可能条件 P_{\max} を越える場合には系統分離と同時に負荷しや斷をおこなうことが必要である。しや斷すべき負荷は不平衡量が、 P_{\max} 以下となる量である。

2. 系統の再同期

系統が分断されると部分的に停電が生じる。これを復旧するには系統間の再同期を迅速におこない、一体系統の範囲を拡大することによつて、余剰発電力と脱落負荷との間の供給路を確立しなければならない。異常事態において系統が分断されたとき各々の系統においては需給の不平衡が生じ、部分系統相互間の周波数には偏差が生じている。このような系統相互を再同期するための条件について検討を加える。

2-1. 系統並列時の動揺方程式

周波数に差がある2つの系統を並列するときの現象は 図2-1のモデル系統によつて論ずることができる。このときの動揺方程式は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{H_1}{\pi f} \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{x_1 + x_2} \sin(\theta_1 - \theta_2) &= \Delta P \\ \frac{H_2}{\pi f} \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + \frac{E_1 E_2}{x_1 + x_2} \sin(\theta_2 - \theta_1) &= -\Delta P \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

$$\Delta P = \frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2} (f_1 - f_2) \quad (2-2)$$

ここで H_1, H_2 : 慣性定数
 X_1, X_2 : リアクタンス
 E_1, E_2 : 電圧
 θ_1, θ_2 : 位相面
 f_1, f_2 : 並列前の周波数
 ΔP : 並列後の連けい線電力
 K_1, K_2 : 系統定数 ($\Delta P / \Delta f$)

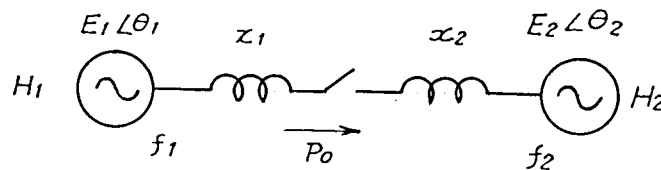


図2-1 系統の再同期

(2-2)式は系統の静特性を示している。動的にはこの項は連けい線電力の平均値と系統間の制動を与える項とに分けて考えることができる。註)

$$\Delta P = \Delta P_0 + k \frac{d(\theta_1 - \theta_2)}{dt} \quad (2-2a)$$

$$\Delta P_0 = \frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2} (f_1 - f_2)$$

ここで k : 制動係数

註) 通常次の形式に書かれている。(50)

$$\frac{\Delta f}{\Delta P} = \frac{1}{K(1+Ts)} \quad K: \text{系統定数}$$

T : 時定数

時定数 T の値は普通

$$T = 2.5 \sim 3.5 \text{ 秒}$$

(2-1), (2-2a) 式をまとめると

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + 2\zeta \frac{d\theta}{d\tau} + \sin \theta &= \sin \beta \\ \sin \beta &= k \dot{\theta}_0 \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$

ここで $\theta = \theta_1 - \theta_2$

$$\tau = \omega_0 t$$

$$\sin \beta = \frac{x^1 + x^2}{E_1 E^2} \Delta P_0$$

$$\dot{\theta}_0 = \left(\frac{d\theta}{d\tau} \right)_0 = \frac{1}{\omega_0} 2\pi(f_1 - f_2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{\pi f}{H} \frac{E_1 E^2}{x^1 + x^2}, \quad H = \frac{H_1}{H_1 + H_2}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} k \sqrt{\frac{\pi f}{H} \frac{x^1 + x^2}{E_1 E^2}}$$

$$k = \frac{K}{2\pi f} \sqrt{\frac{\pi f}{H} \frac{x^1 + x^2}{E_1 E^2}}, \quad K = \frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2}$$

となる。

2-2. 安定領域

非線型微分方程式

$$\frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + 2\zeta \frac{d\theta}{d\tau} + \sin \theta = \sin \beta$$

を解くことは古くより多くの努力がはらわれているが、解析的に解くことは困難である。この形の方程式⁽⁵¹⁾はすでに前章までにおいてものべたように、同期機の安定問題には必ずでてくるものであつて、その解の性質はくわしく検討しておく必要がある。

パラメータ $2\zeta, \sin\beta$ の各値に対して上記の方程式を解き、^{註)} 安定領域と不安定領域との限界を求めその結果を示す。ここでいう安定とは時間の経過とともに θ が発散せず有限値内にとどまることである。

解を位相面をもちいてあらわす。解には2つのタイプがあつて $\sin\beta$ が小さいときには近似的に次のことがいえる。

TYPE A : 不安定領域なし

$$\frac{\sin\beta}{2\zeta} < 1.3$$

TYPE B : 不安定領域が存在する

$$\frac{\sin\beta}{2\zeta} > 1.3$$

ただし $\sin\beta < 0.5$ の範囲

この代表的な2つの形を 図2-2a, 2-2b に示す。

この図において

- (1) 周波数偏差(すべり) y_0 以下において同期投入すれば同期に入る

$$(\theta_0 = 0, 0 < \dot{\theta}_0 < y_0) \Rightarrow \text{Stable}$$

- (2) 逆位相投入を想定した場合、すべりが Y_s 以下ならば同期に入る

$$(\theta_0 = -\pi - \beta, 0 < \dot{\theta}_0 < Y_s) \Rightarrow \text{stable}$$

- (3) 逆位相投入を想定した場合、すべりが Y 以下、もしくは Y_s 以下ならば相互間の極がすべることなく同期に入る。

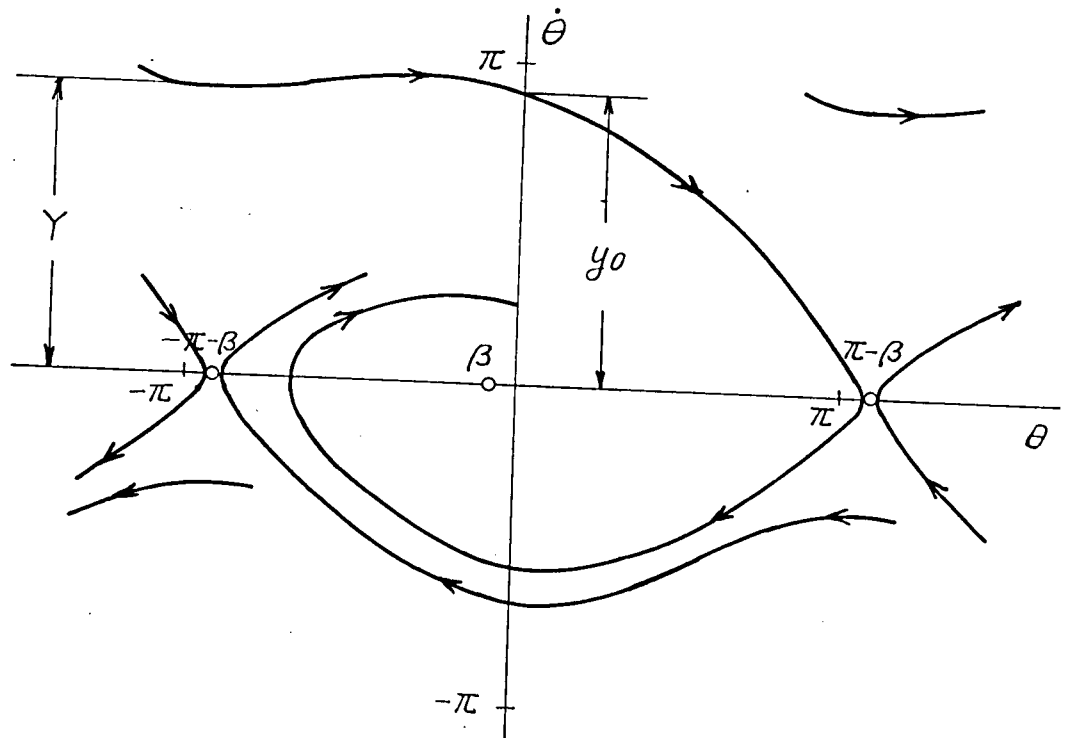
$$(\theta_0 = -\pi - \beta, 0 < \dot{\theta}_0 < \min(Y_s, Y)) \Rightarrow \text{stable}$$

- (4) TYPE B においてはすべりが限界値 y_0 もしくは Y_s を越えるとき安定領域と不安定領域が入り混る。周波数偏差の測定精度が悪いとき投入時の $\dot{\theta}_0$ は不規則であるとして同期引入れの成否を確率的にみれば y_s/y は同期引入れ成功確率もしくは安定確率を与える。

図2-3にTYPE A, TYPE B の生ずる範囲、 $Y_s, Y, y_s/y$ の値と $2\zeta, \sin\beta$ の値との関係を示す。

位相検定(同期検定)をおこなわないとすれば、TYPE A においては初期
註) 附録5参照

条件のいかんにかかわらず不安定領域は存在しないが、TYPE B においては不安定領域が存在する。このとき安定離率を高くするためには $0 < \dot{\theta}_0 < Y_S$ とすればよい。TYPE A においても同期引込みまでに極のすべりが生ずるすなわち系統間脱調が生ずることをさけようとするならば $0 < \dot{\theta}_0 < Y$ であることが必要である。



$$\sin \beta = -0.2$$

$$2\zeta = 0.2$$

図 2-2-a 方程式 $\frac{d^2 \theta}{dt^2} + 2\zeta \frac{d\theta}{dt} + \sin \theta = \sin \beta$ の解:

Type A 初期値 $(\theta_0, \dot{\theta}_0)$ がどこにあつても安定

2-3. 周波数偏差と同期引込み限界

系統間の周波数偏差がいくらまで、投入後系統相互間の振調が生じることなく同期に引込まれるかについて検討する。投入にさいしては系統間の位相差を観測し、最適位相にて投入するものとする。

基本方程式は(2, 3)式であるが簡単のため制動係数 $\zeta = 0$ とする。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \sin \theta - \sin \beta \\ \sin \beta = K \dot{\theta}_0 \end{aligned} \right\} \quad (2-4)$$

ここで $\dot{\theta}_0$: 投入時の周波数偏差

K : 正規化された系統定数

(2-3a)式参照

位相面軌跡により考察をおこなう。

$$\left. \begin{aligned} x &= \theta \\ y &= \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2-5)$$

とおけば

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= y \\ \frac{dy}{dt} &= \sin \beta - \sin x \end{aligned} \right\} \quad (2-6)$$

平衡点は

$$\left. \begin{aligned} x &= 2n\pi + \beta \quad (n: \text{整数}) \\ y &= 0 \end{aligned} \right\} \quad \text{安定平衡点}$$

および

$$\left. \begin{aligned} x &= (2n-1)\pi + \beta \quad (n: \text{整数}) \\ y &= 0 \end{aligned} \right\} \quad \text{不安定平衡点}$$

である。

初期状態 (x_0, y_0) より出発した軌跡は

$$-(x-x_0)\sin\beta - (\cos x - \cos x_0) + \frac{1}{2}(y^2 - y_0^2) = 0 \quad (2-7)$$

安定限界曲線（セパラトリックス）は

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \pi - \beta & (\beta \geq 0) \\ y_0 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

を通る軌跡であつて次式で示される。

$$L_0: \frac{1}{2} y^2 = \cos x + \cos \beta - (\pi - \beta - x) \sin \beta \quad (2-8)$$

図 2-4 にこの曲線を示す。

許容周波数偏差が最も大きい位相を最適投入位相と定義する。 (2-8) 式より

$$y \frac{dy}{dx} = -\sin x + \sin \beta$$

したがつて

$$x_0 = \beta$$

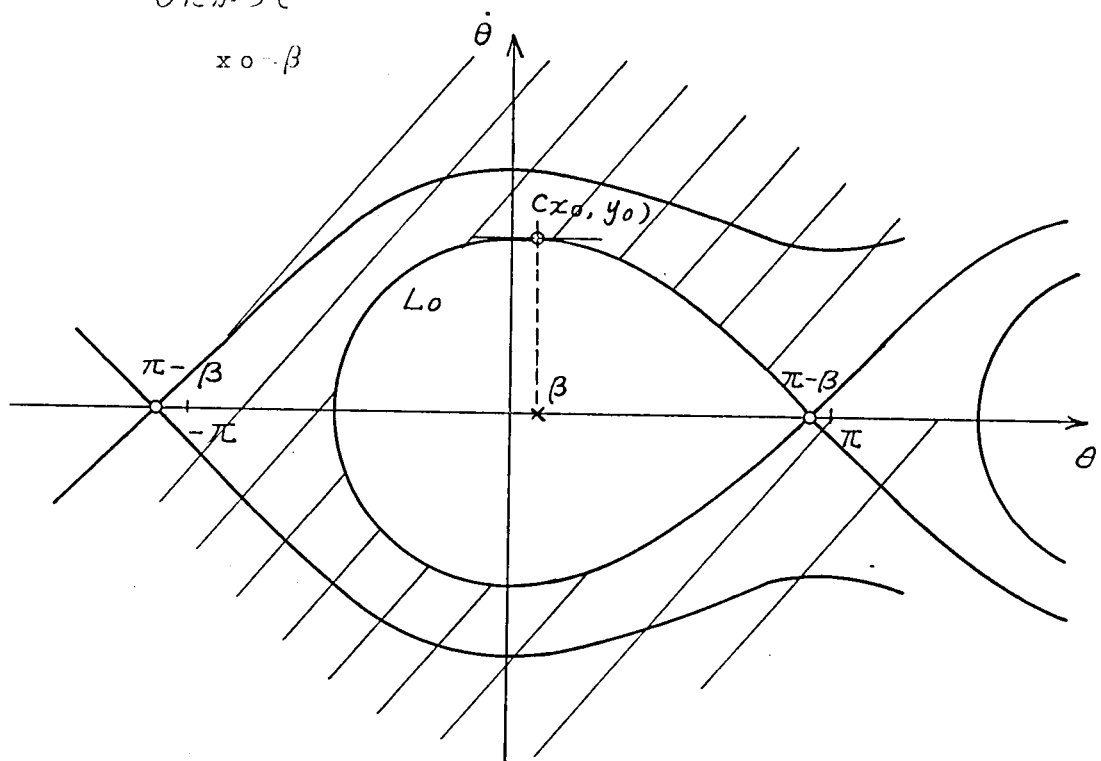


図 2-4 安定限界曲線（セパラトリックス）

が最適投入位相である。このときの y の値が同期引込み可能なもつとも大きいすべりである。

$$D : \frac{1}{2} y_0^2 = 2 \cos \beta - (\pi - 2\beta) \sin \beta \quad (2-9)$$

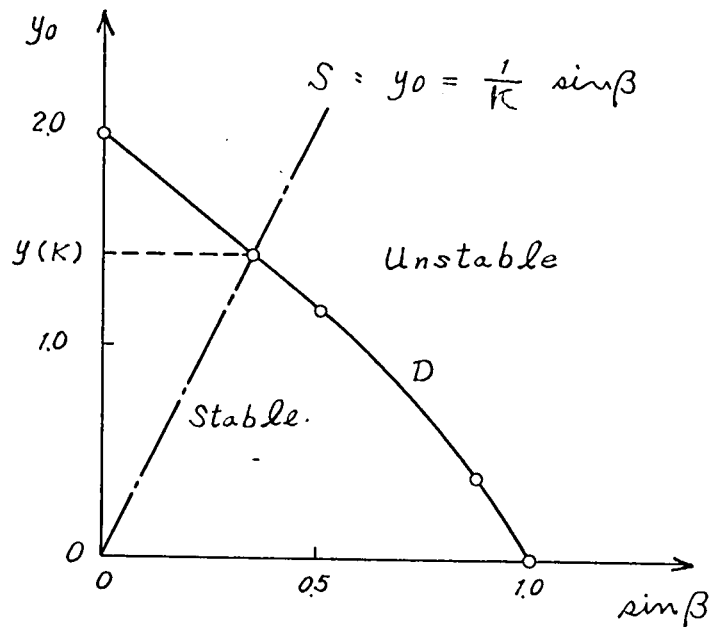


図 2-5 同期引込み可能領域

$$\left\{ \begin{array}{l} y_0 : \text{並列前の周波数偏差} \\ \sin \beta : \text{並列後の連けい線電力} \end{array} \right\}$$

しかるに初期状態 $y_0 (= \dot{\theta}_0)$ と平衡状態 $\sin \beta$ との間には

$$S : \sin \beta = K y_0 \quad (2-10)$$

なる関係がある。

同期引込み限界周波数偏差は系統定数 K によつて定まり $y(K)$ がその値である。

図 2-6 に系統定数 K と同期引込み限界許容周波数偏差の関係を示す。

連けいの強さと同期引込み限界との関係についてみる。 (2-3-a) 式によつて 図 2-6 を書きかえ、 図 2-7 を得る。

モデル系統の定数は

系統の慣性定数 $H = 3.0$ 秒

系統定数 $K = 0.00, 0.04, 0.08, 0.20$

(% MW/0.1 Hz)

連けいインピーダンス $x = 0.5, 1.0, 2.0 \text{ pu}$

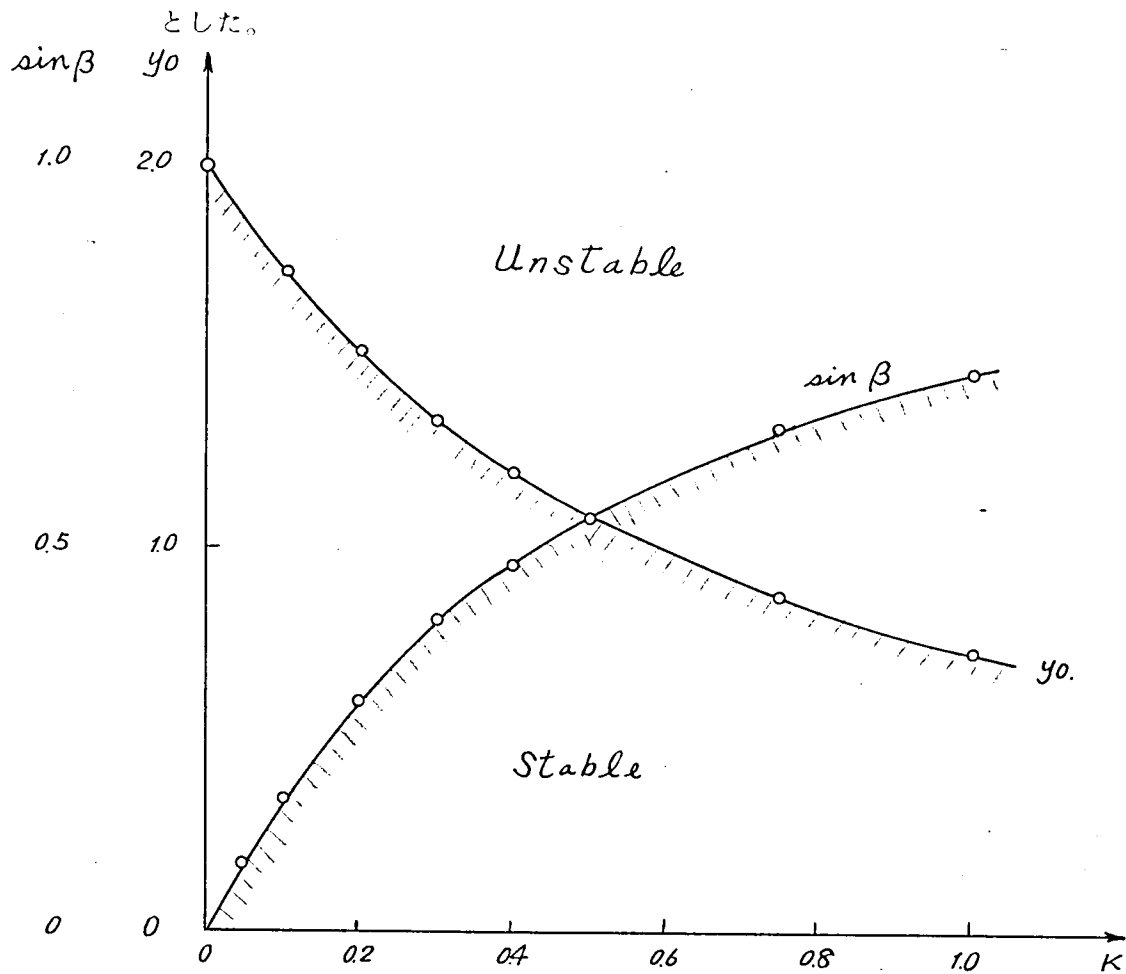


図 2-6 系統定数 K と同期引込み限界

y_0 : 周波数偏差

$\sin \beta$: 並列後連けい線電力

同期引込み限界周波数に対する系統定数の影響は比較的小さいが、連けいインピーダンスの影響は大きく、急速復旧に対しても連けいの強化が望ましい。

系統定数 K が大きくなるほど限界周波数が低下しているのは連けい後の連けい線電力 ΔP が

$$\Delta P = K \Delta f$$

となり K にしたがって大きくなるためである。

連けい線電力 ΔP を指標とした図を 図 2-8 に示す。

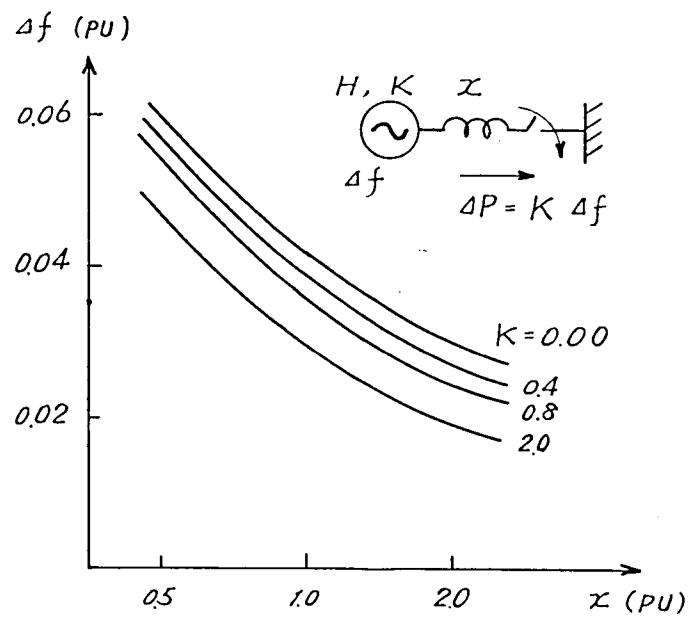


図 2-7 連けいインピーダンス X と同期引込み限界周波数 Δf

K (% MW / 0.1 Hz) : 系統定数

$H = 3.0$ 秒 : 慣性定数

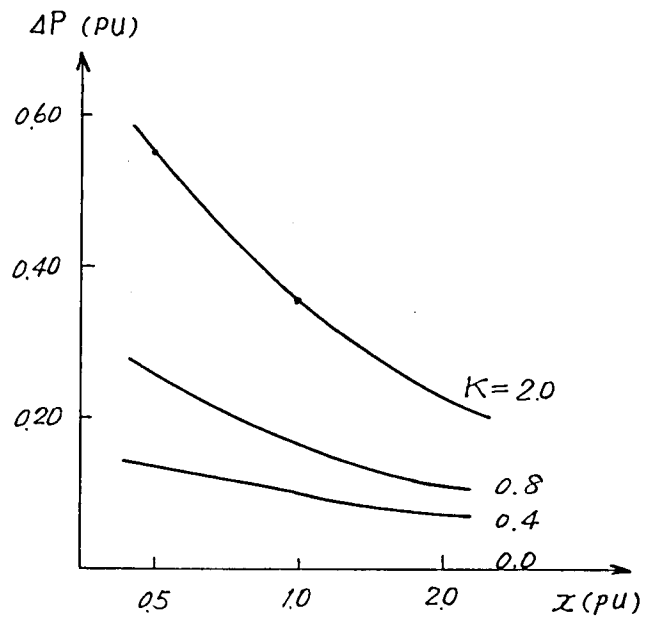


図 2-8 連けいインピーダンス X と同期引込み限界連けい電力 ΔP

3. 電力系統安定性向上のための制御システム

安定性制御の具体的な方策は事故発生以前にとる予防的な制御と事故発生直後の緊急処置、復旧操作に分けることができる。(52)(53)(10)。

(1) 系統状態監視制御・・・予防制御 (Preventive Control)

系統の安定性は計画段階において十分に検討され適正なものでなければならないことはいうまでもない。系統の強度が十分に大きい場合、運転に慎重を期さなくとも、通常の状態では系統は十分に安定である。すなわち常識的に考えられる事故に対して系統が安定性を失うことはない。しかしながら経済的な観点より十分に強い系統を作っておくことは困難であり、運用に際して慎重な注意を払って系統を安定な状態に保持することが必要である。このためには膨大な量のデータ処理が必要であり、計算機がもちいられる。制御の内容は4段階に分けられる。

i) 状態監視 (Monitoring)

ii) 状態評価 (State Evaluation)

周波数, 電圧, 線路負荷, 安定度

iii) 運転指針 (Operation Guides)

iv) 系統制御 (System Control)

供給予備力の配分, 線路負荷制御, 電圧制御

(2) 緊急時制御 (Emergency Control)

事故が発生した場合にはこの影響を極限化するため迅速な事故点除去が要求される。予防制御が完全であれば事故の波及はおこらないが、このようなことは系統の経済設計の見地より期待できない。また実際運用にあたっては予断せざる事が発生することを想定しなければならない。事故波及が進行しようとしたときには、区間保護の範囲を超えた処置が必要となるが、このような事態に対して多くの情報に依存することはかえって総合的な信頼性を低下させることとなる。局所的な情報にもとづいたブロック(部分系統)を対象とした制御となる。事故が波及し、系統の安定性が失なわれようとしたときには最後の保護手段として

一部負荷のしや断に需給バランスの確保が考えられる。この最後に望みを託す手段は単純でなければならない。周波数低下リレーが用いられる。緊急時制御をまとめると次のようになる。

- Ⅰ) リレーによる故障除去 (Fault protection)
- Ⅱ) 緊急系統制御 (Emergency System Control)
部分系統の分離, 電源制限
- Ⅲ) 負荷制限 (Load Shedding)

(3) 復旧操作 (Restoration)

事故波及により系統が分断、もしくは停止に至ったときには早急な復旧が要望される。まづ第一に分断された系統を並列し、部分的に弱くなった系統へ予備力を融通することによつて系統全体を強化する。

次いで脱落負荷への再送電および停止発電機の再起動、系統への並入がおこなわれる。

- Ⅰ) 再並列
- Ⅱ) 脱落負荷への再送電
- Ⅲ) 停止発電機の再起動、再並入

以上をまとめたのが 図 3-1 である。

以上の 3 つの制御機能のうち(2)および(3)は局所的な情報にもとづいて処置可能なものであり、すでにそのいくつかの機能は実用化されている。

これに対し(1)は系統全域にわたつた膨大な量の情報を必要とし、また状態の評価基準も明確に定義されていない。予防制御の基本的な考え方についてのべ、今後さらに研究を進めるべき電力系統状態監視制御についての構想を示す。

電力系統の安定性を確保するためには、事故の発生に備えて態勢を整えておくことが必要である。このためには現在運転中の系統状態を正確に認知し、事故が発生したときのじよう乱の大きさ、それに対する処置およびその結果をあらかじめ

系統計画

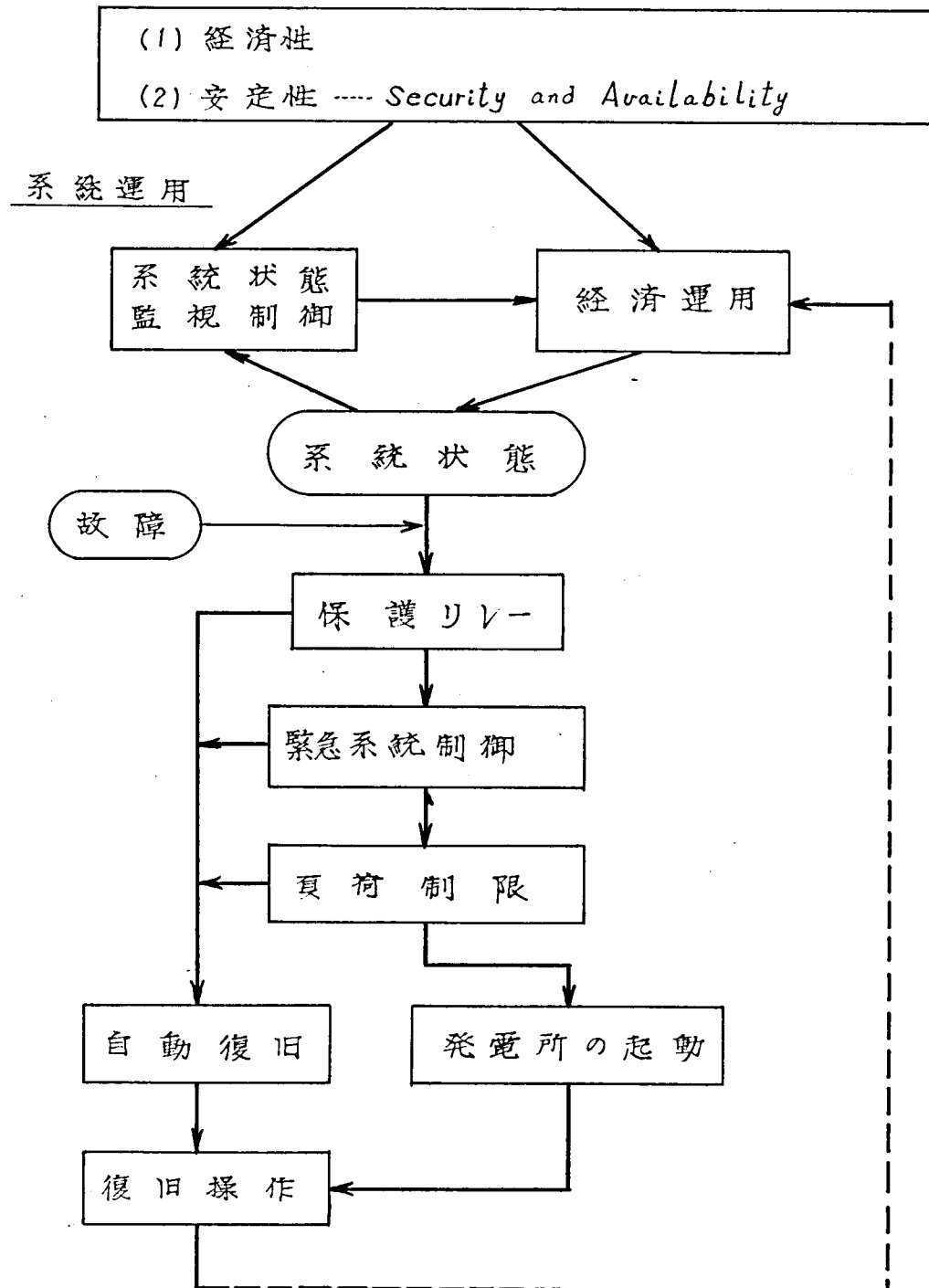


図3-1 安定性制御システム

め知っておかなければならない。(54)(55)

系統制御にあたって留意すべき事項は次の4項目である。

- Ⅰ) 機器、線路の過負荷、責務超過がない。
- Ⅱ) 発電機の停止容量が最小
- Ⅲ) 負荷の脱落量が最小
- Ⅳ) 安定度が保たれる。

系統状態を上記にもとづいて分類する。

(a) 正常運転状態

事故が発生してもそれを除去するだけでよい。

(b) 準正常運転状態

事故除去の他に適切な操作が必要であるが、事故波及は局限化される。

(c) 準異常運転状態

事故がおこらなければ運転に支障はないが、事故が発生すると、自らの系統内の制御のみでは系統の安定性を保つことができない。

事故波及がおこる。

(d) 異常運転状態

機器、線路において過負荷または責務超過がおこりこのままでは運転を継続することができない。

(e) 事故状態

地絡、短絡等系統に対して直接的な障害が存在している状態

ある時点における系統の運転状態は、このいずれかに属している。通常系統は正常もしくは準正常状態にあるべきで、事故の発生または負荷、潮流の状況の変化により、事故、異常もしくは準異常状態へと移行したときには適当な操作により、正常もしくは準正常状態へ移行させる必要がある。

事故もしくは異常状態からの脱出は緊急におこなう必要がある。この状態にあることの判定は比較的簡単な装置で可能であり、保護リレー、緊急系統制御装置がもちいられる。

これに対し、準異常状態から正常もしくは準正常状態へと移行させるための制御

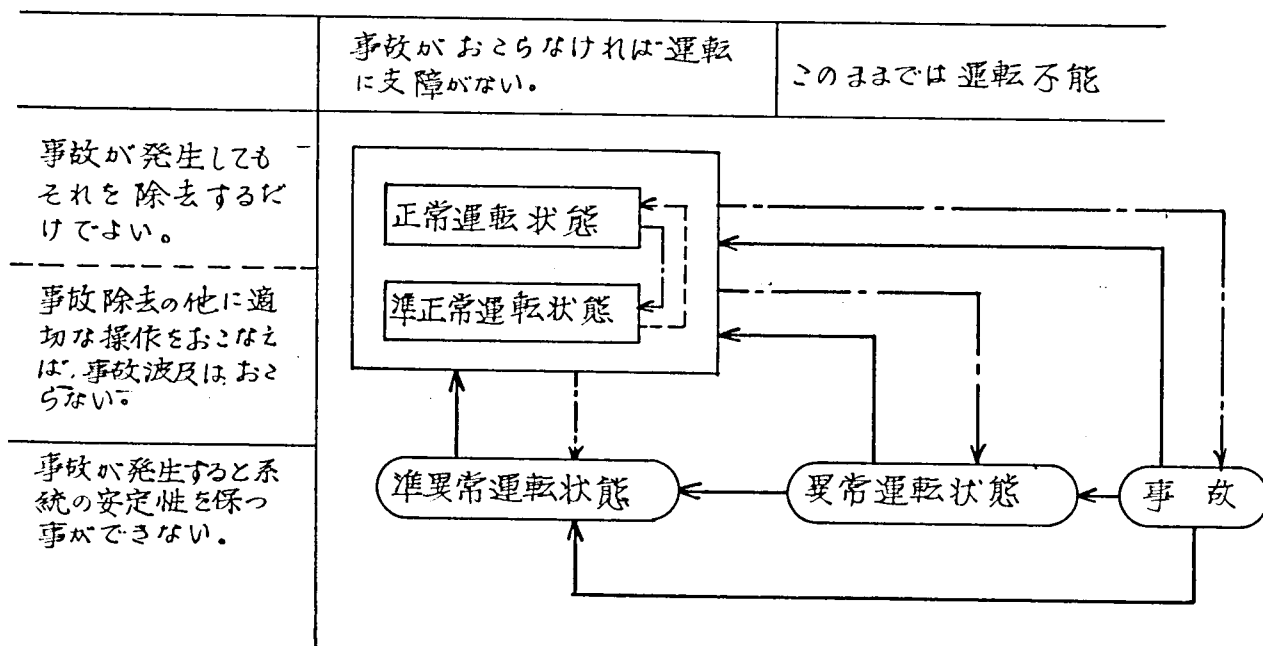
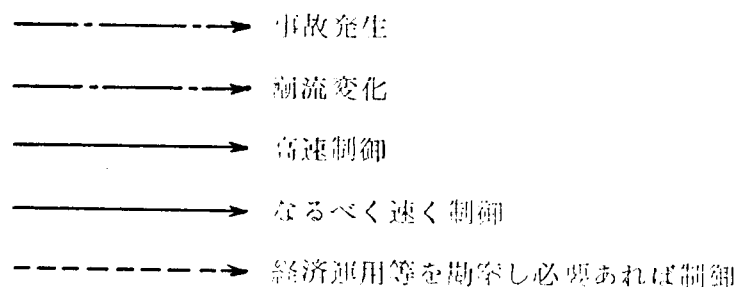


図 3 - 2 系統状態の移行過程



には高速性は要求されないが、現在の状態が準異常であるかどうかの判定およびいかにすれば正常状態になるかの手順を求めることは容易ではない。準異常状態とは系統が想定事故に対してどうなるかということであり、その結果はいかなる事故を想定するかによつて左右される。系統状態の判定法として次の2つが考えられる。

(1) 標準パターンによる方法

系統状態をいくつかの標準パターンに分けておき、系統定数、開閉器の接続状況、発電量、負荷、潮流を監視し、現在の状態がどのパターンに属するかを認識する。そのパターンが想定事故に対して安定かどうかはあらかじめ

検討しておく。

註)

(2) シミュレーションによる方法

検討すべき系統状態をシミュレータの上に実現し、これに想定事故を発生させてその結果によって判定をくだす。

電力系統においては状態変数の数が多く、(1)の方式では標準パターン数が膨大なものとなり、実用上の難点である。これに対し(2)の方法では、分類すべき対象は想定事故のみであり、発生頻度、系統に与えるじょう乱の大きさ等の見地より実用上これを少数に限定することができる。なお必要とあれば随時これを追加することも可能であつて実用上優れた方式である。(56)(57)(58) この制御の概略フローを図3-3に示す。系統状態制御論理は考慮すべき制約条件を明確に定義することが困難な場合には運転員の経験と判定に依存しなければならないことがあり、総合的な自動化は今後の検討課題である。

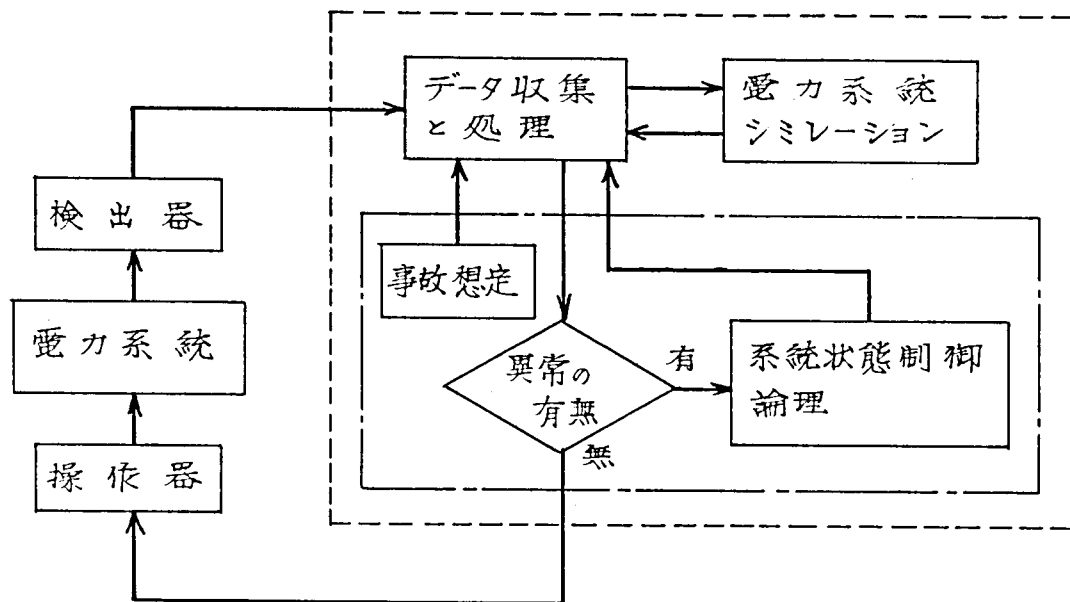


図3-3 シミュレーションによる系統監視制御

虚線枠 : 総合自動化の目標
実線枠 : 運転員の判断を加味

註) 附録6参照

事故波及による全系統の崩壊という事態を防止するには、

- (1) 発電力、送電能力における十分な予備力
- (2) 整備された系統保護方式
- (3) 系統状態の監視にもとづく運用限界の把握

によつて事故の波及を抑えることが先決である。しかしながらこれらの対策も完全ではあり得ない。

事故が波及し系統全体としての需給バランスが失なわれたときの最後の防衛対策として需給バランスのとれた部分系統を分離し、部分的に壊滅からまぬがれる。ことによつて最低限度の安定性を維持する方策について検討した。部分系統の運転限界は通常火力発電機器の周波数限界によつて制約される。部分系統分離成功のための条件は、系統分離時の需給不平衡とそれを調整するための発電機動予備力の大きさと応動速度、系統の慣性によつて決定される。

予備力の大きさが十分な場合には許容不平衡量は部分系統容量の約 20 % 程度である。

系統が分断され部分系統に分かれてしまったとき、各部分系統における運転の直は大きく、安定性は低下している。系統間の再同期を迅速におこない、一体系統の範囲を拡大することによつて系統を強化し、停電の復旧をはかることが必要である。分離された系統間には周波数偏差が生じており、このような系統相互間並列の成否は

2 系統間の周波数偏差 : Δf

系統間インピーダンス : X

系統定数 : K

によつて決定される。

$x = 1.0$ のとき限界周波数偏差は 3.0 ~ 4.0 % となり、このとき並列後系統間連けい線には $K = 0.4 \% \text{ MW} / 0.1 \text{ Hz}$ に対して 10 % の連けい線電力がある。電力系統の安定性向上対策として多くの手段が考えられるが、相互に協調のとれたシステムとしての全体の構成を示し、さらに計算機をもちいた監視制御方式、将来の方向についての考察した。

結 言

電力系統の安定性とは事故の発生、負荷の変動等による系統動揺に対して電力系統が運転を持続しうる能力であるといえることができる。この観点より系統動揺特性の問題に検討を加え、系統の安定性向上に対する各種要因の影響を明らかにして系統動揺に対する系統の強化策および系統動揺の局限化対策について効果的な具体策を提案した。その成果はすでに電力系統の安定性向上に寄与し、また一部は今後実用化されていくものと予想される。

1. 第1章においてはまず電力系統の安定性に対して、主要な役割を占める同期機および誘導機の基礎方程式を示し、系統の安定性に対する要因を明確にするため対象とする現象に対して適切に式を簡略化する根拠をのべて、これにもとづいて電力系統に接続されたときの特性式を導いた。

2. 励磁制御系は同期機の特性に大きな影響を与える。

自動電圧調整器の本来の目的は定電圧を維持することであるが、この機能の附随的な所産として、いくつかの系統安定性向上の効果が得られる。第2章においてはこの効果を明らかにした。

(1) 励磁系応答特性を適切にえらぶことによつて動態安定度限界が大幅に増進される。

励磁制御系は系統動揺周期(1~2Hz)近傍の周波数領域において同期機の直軸リアクタンスを等価的に減少させる効果を有しており、この結果同期化トルクが増して、定態的には不安定な系統も安定化される。

(2) 過渡安定度に対しては発電機界磁時定数が大きく、このため励磁制御系による発電機内部誘起電圧の急速な変化は小さい。したがつて安定度の向上はわずかしき期待できない。

(3) 負荷しや断時の発電機電圧の上昇に対しては、自動電圧調整器は上昇を十分に抑制できる。

3. 電力系統の安定度におよぼす要因としては、発電機慣性定数、インピーダンス、送電線インピーダンス、故障条件等多くのパラメータがある。第3章においては、安定度を定量的に表わす尺度として安定度余裕指数を定義し、各パラメータに対するこの指数の変化をみることによつて、安定度におよぼす各種要因の影響を統一的に解明した。

発電機の大容量化とともに慣性定数 H は小さく過渡リアクタンス x_d' は大きくなって系統安定度は苦しくなる。これに対する対策としては直列コンデンサにより直接的にリアクタンスを補償するか、線路充電容量を並列リアクトルによって補償し、発電機内部電圧を高くすることが効果的である。調速機により発電機入力を機械制御系により発電機内部電圧を制御することはその応答速度に難があり、その効果はさほど期待できない。

4. アークが負荷による電圧フリッカ問題等対象とする現象が不規則な場合には、その抑制装置の効果、安定性は確率論的見地より検討しなければならない。第4章においては、このうちの一つ同期調相機と緩衝リアクトルを併用する方式について検討した。系統動揺問題にスペクトル密度による方法を適用し、電圧変動抑制および系統の安定性の見地より最適な緩衝リアクトルの値を決定する理論的根拠を与えた。なおこのとき系統の動揺に対してもう一つの支配的な要因となるのは調相機制動巻線による制動効果であることを明確にした。
5. 産業プラントにおいてはその動力の大部分を電動機に依存している。電力系統事故による電動機の脱調は機器に対する障害だけでなく、脱調による波及によって他の機器までを停止し、生産が阻害される危険を有している。第5章においてはこの損害を最小に抑えるための手段について検討しその効果を明らかにした。
一般にもちいられている電動機には同期電動機と誘導電動機がある。安定性の問題を論ずるときこの両者にはかなりの相異点が存在する。各々に対して安定、不安定を明確に規定し、系統電圧変動時の安定限界について電圧変動の大きさ、その継続時間、電動機の特徴、負荷の特性がおよぼす影響を明らかにした。またこの結果にもとづきプラントの安定性を確保するための効果的な具体策を提案した。

6. 事故波及による系統の崩壊は、
 - (a) 発電力、送電能力における十分な予備力
 - (b) 整備された系統保護方式
 - (c) 系統状態の監視にもとづく運用限界の把握

によって極力抑えることが先決であるが、これらの対策も完全ではあり得ず、不測の事態を想定しなければならない。第6章においては、系統が致命的な動揺を受けた

とき、対処すべき具体的な方策を提案し、その効果、限界を明らかにした。

- (1) 系統の需給バランスが失われたときの最後の防護対策として、負荷制御とならんで、部分系統を分離し、その範囲での需給バランスを保つて部分的に壊滅をまぬがれる方法がある。このとき部分系統での需給不平衡量が20%程度であれば部分系統は停止することなく分離可能である。
- (2) 分離された部分系統相互は迅速に再並列されねばならないが、この再同期の成否は2系統間の周波数偏差、系統間インピーダンス、系統定数によつて決定される。
- (3) 電力系統の安定性向上対策として多くの手段が考えられるが、相互に協調のとれたシステムの構成を示し、将来の方向について考察した。

謝 辞

終りに臨み、本研究に対して御懇篤な御指導を賜つた京都大学 上之國親佐教授、本嶋昭教授、終始御指導いただいた三菱電機 馬場準一博士に厚く御礼申しあげるとともに、種々貴重なる御教示をいただいた東京大学 関根泰次助教授、関西電力の方々、三菱電機の方々、ならびに研究遂行にあたつて協力いただいた芝瀧寿宏氏 石黒富士雄氏 石田芳氏 羽梨田博正氏をはじめとする方々に厚く御礼申しあげます。

附録 -- 1 座標変換 (Park の座標と Kron の座標)

三相交流回路の数学的取り扱いにさいしては、対称座標系、 $\alpha - \beta - 0$ 座標系 (Clarke の座標系)、Park の座標系、Kron の座標系など、いろいろの座標系が問題に応じて用いられている。これらの座標系はみかけは異なるがいずれもインピーダンス行列の対角比を目標としていることでは同じである。

ここでは同期機の解析に密接な関係をもつ

Park の座標系：同期機の磁軸に固定し、これとともに回転する座標系

Kron の座標系：同期速度 (一定) で回転する座標系

についてその変換公式を示す。

a, b, c 座標において表わされた電磁量 $\begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix}$ を

d-q-0 座標 (Park, Kron の座標系) の量 $\begin{pmatrix} k_o \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix}$ に変換する行列 T^{-1} は

$$\begin{pmatrix} k_o \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 \cos \theta & 2 \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & 2 \cos (\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -2 \sin \theta & -2 \sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) & -2 \sin (\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

その逆変換 T は、

$$\begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1 & \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & \cos (\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin (\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_o \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

である。

Kron の座標は、同期速度で回転する座標系であつて、

$$\theta = \omega t = \theta_0 \quad \dots\dots\dots (3)$$

とおいたものである。Park の座標系においては、 θ は励磁子 a 相コイルの中心軸と回転子磁軸 (N 極) とのなす角度であつて、同期速度で回転するとは限らない。同期速度で回転する軸 (Kron の座標軸) との角度を $\Delta \theta$ とすれば

$$\theta = \omega t + \Delta\theta + \theta_0 \quad \dots \dots \dots (4)$$

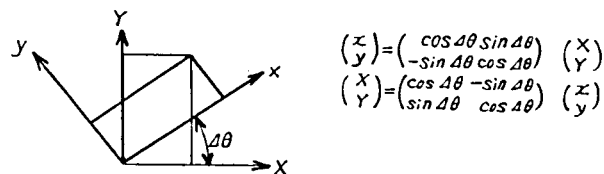
と書くことができる。したがって、Park の変換行列と Kron の変換行列との間の関係は、

$$\frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 \cos(\omega t + \Delta\theta + \theta_0) & 2 \cos(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & 2 \cos(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \\ -2 \sin(\omega t + \Delta\theta + \theta_0) & -2 \sin(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & -2 \sin(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 \cos(\omega t + \theta_0) & 2 \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & 2 \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \\ -2 \sin(\omega t + \theta_0) & -2 \sin(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & -2 \sin(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \dots \dots \dots (5)$$

すなわち

$$\begin{aligned} T_r^{-1} &= T_{\Delta}^{-1} T_k^{-1} \\ T_{\Delta}^{-1} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \\ T_k^{-1} &= T_{\Delta} T_r^{-1} \\ T_{\Delta} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ 0 & \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \dots \dots \dots (6) \end{aligned}$$

である。



$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \end{aligned}$$

図-1 平面上での回転座標変換

Park の座標系における電磁量を $k_{dr} = \begin{pmatrix} k_{or} \\ k_{dr} \\ k_{qr} \end{pmatrix}$

Kron の座標系における電磁量を $k_d = \begin{pmatrix} k_o \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix}$ とすれば、

$$k_d = T k^{-1} \cdot k_a = T_\Delta \cdot T_r^{-1} k_a = T_\Delta \cdot k_{dr}$$

すなわち

$$\begin{pmatrix} k_o \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ 0 & \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_{or} \\ k_{dr} \\ k_{qr} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

となる。

対称座標成分 i_{a1}, i_{a2}, i_{a0} と $d-q-0$ 座標系における成分 i_d, i_q, i_o との関連について調べておく、Rotor の回転速度を一定とし、基本波のみをとれば、

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(t+\phi_1) & \cos(t+\phi_2) & \cos(t+\phi_0) \\ \cos(t+\phi_1 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(t+\phi_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(t+\phi_0) \\ \cos(t+\phi_1 - \frac{4\pi}{3}) & \cos(t+\phi_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(t+\phi_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{a0} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

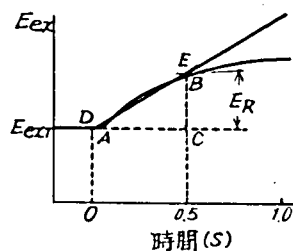
I_{a1}, I_{a2}, I_{a0} は基本波の振幅を示す

両辺に T^{-1} かけて、 $d-q-0$ 成分に変換すれば、

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \phi_1 & \cos(2t+\phi_2) & 0 \\ \sin \phi_1 & -\sin(2t+\phi_2) & 0 \\ 0 & 0 & \cos(t+\phi_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{a0} \end{pmatrix} \dots\dots (9)$$

となる。すなわち、正相分は $d-q$ 成分において直流成分となり、逆相分は 2 倍周波数成分となる。

同期発電機励磁系の過渡特性を表わすのに、励磁機速応比^{註)}なる言葉がもちいられている。速応比は次のように定められている。定格回転数、定格電圧、無負荷で運転されている励磁機の界磁調整抵抗を突然短絡し、そのときの励磁機出力電圧過渡応答を求める。これを直線で近似して、最初の0.5 sにかこむ面積が等しくなるようにしたとき、その直線の傾斜を励磁機定格電圧で割った数値



面積ABC = 面積DEC

$$\text{速応比} = \frac{E_R}{E_{exr}} \times \frac{1.0}{0.5}$$

t = 0 : 検出器に信号が
はいつた時間

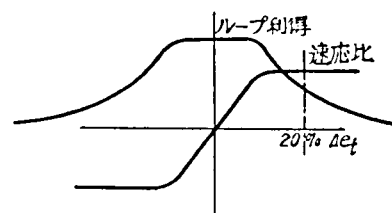
図一1 速 応 比

で示される。この表現は調整抵抗形AVRをもった励磁機について得られたものであり、界磁調整抵抗によらない連続形AVRには不適當である。文献(19)によれば、連続形AVRについてはその検出部に発電機端子電圧が100%から80%に降下したのに相当する信号が、ステップ状にはいつた場合の励磁機出力電圧変化より速応比を求めること、となつている。

励磁系応答特性のもう1つの表現法として伝達関数による表現がある。

励磁系の動作特性は、電圧変動が大きいときと小さいときとでかなり様相が異なっている。これはAVRの特性、励磁機の飽和によるものであるが、おおざっぱにみると 図一2 に示す

ようになる。すなわち、電圧変動が小さいときにはループゲインが一定、電圧変動が大きいときには速応比が一定(励磁



図一2 電圧変動の大きさと励磁系特性

註) Excitation System Voltage
Response Ratio

機の飽和などのためループゲインは小さくなる)となる。

したがって励磁系応答特性の表現は系統電圧変動の大きさに応じて適切におこなわれなければならない。

動態安定度の問題など微小な電圧変動を問題とするときには、ループゲイン一定であるから伝達関数の考え方をもちいるのがよい。

$$\Delta e f d = H(p) \Delta e t$$

ただし $H(p)$: 励磁系の伝達関数

一方、負荷しや断時の機圧上昇、過渡安定度のように大きな電圧変動をともなう問題に対しては速応比の考え方をもちいるのがつどうよい。

$$\begin{aligned} \frac{d e f d}{d t} &= R e f d r & \Delta e t &< 0 \\ &= 0 & \Delta e t &= 0 \\ &= -R e f d r & \Delta e t &> 0 \end{aligned}$$

附録-3 電力動揺の方程式

系統に接続された発電機の運動方程式は一般に

$$\frac{H}{\pi f} \frac{d^2 \theta}{d t^2} = T_m - T_e \quad (1)$$

ここで H : 慣性定数

θ : 発電機位相角

T_m : タービンより加えられる軸トルク

T_e : 発電機の電気的負荷として軸にかかるトルク

として与えられる。 発電機電気出力を P_e とすればトルク T_e との間には

$$P_e = (1 + s) T_e \quad (2)$$

ここで s : 発電機の回転速度の変化分
なる関係がある。

過渡安定度問題においては通常回転速度の変化は小さいから

$$P_e \approx T_e$$

(3)

として式を差替えることがある。

附録-4 2機系過渡安定度計算プログラム

図-1の2機系モデルの過渡安定度計算プログラムである。

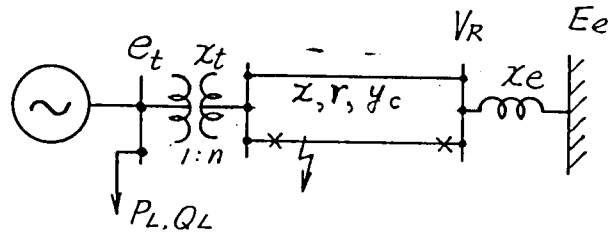


図-1 2機系モデル

1. 過渡安定度計算式

1.1 同期機の式

假定： (1) 電機子過渡現象無視

(2) " 抵抗省略

(3) 次過渡効果無視

$$e_d = -\varphi_q \quad (1)$$

$$e_q = \varphi_d \quad (2)$$

$$e_{fd} = (1 + T_{d0}' p) \varphi_{fd} + (X_d - X_d') i_d \quad (3)$$

$$\varphi_d = \varphi_{fd} - X_d' i_d \quad (4)$$

$$\varphi_q = -X_q i_q \quad (5)$$

$$e_t = \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \quad (6)$$

1.2 動揺の方程式

$$\frac{H}{\pi f} p^2 \theta = T_m - T_e \quad (7)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \varphi_d i_q - \varphi_q i_d \\ &= \{ \varphi_{fd} + (x_q - x_d') i_d \} i_q - E_q i_q \end{aligned} \quad (8)$$

記号の説明

φ : 磁束

添字 d : 直軸, q : 横軸 f_d : 界磁回路

T_m : タービン出力 = 発電機の機械的入力

T_e : 発電機出力

H : 発電機単位慣性定数 (原動機を含む)

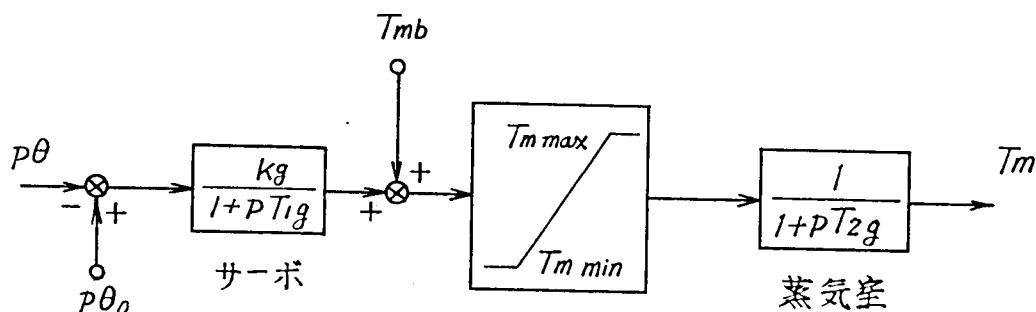
f : 系統周波数

P : d/dt

1.3 ガバナの式

タービンガバナを考え、次のブロック図のように表わす

図-2 ガバナ系ブロック図



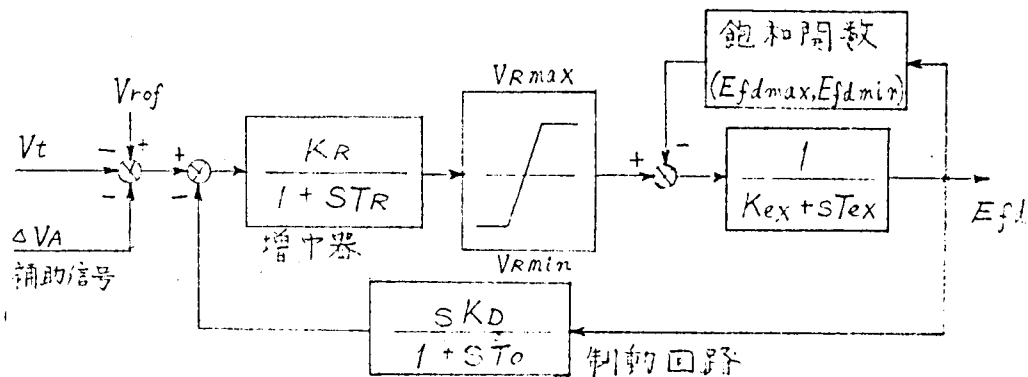
$$Kg = \frac{1}{R} \frac{\text{machine 容量(MVA)}}{\text{System Base (MVA)}} \frac{pf}{2\pi f_0}$$

R : 調定率 $p \cdot f$: 力率

$T_1 g$: サーボ時定数

$T_2 g$: 蒸気室時定数

1.4 励磁系



1.5 回路網の式

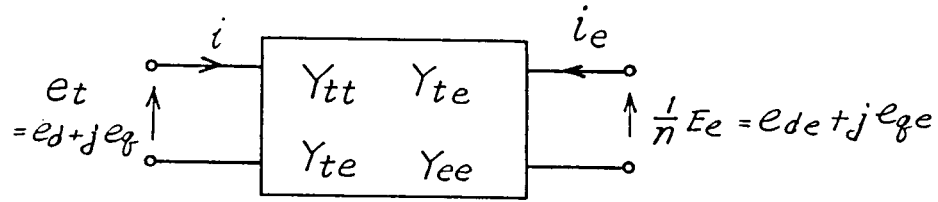


図-4 回路網

$$e_d = -\varphi_q = x_q i_q$$

$$e_q = \varphi_d = \varphi_{fd} - x'_d i_d$$

$$\begin{pmatrix} i \\ i_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{tt} & Y_{te} \\ Y_{te} & Y_{ee} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_t \\ \frac{1}{n} E_e \end{pmatrix}$$

$$i = Y_{tt} e_t + Y_{te} \left(\frac{E_e}{n} \right)$$

$$i_d + j i_q = Y_{tt} (e_d + j e_q) + Y_{te} (e_{de} + j e_{qe})$$

$$= Y_{tt} \{ x_q i_q + j (\varphi_{fd} - x'_d i_d) \} + Y_{te} (e_{de} + j e_{qe})$$

$$Y_{tt} j \varphi_{fd} + Y_{te} (e_{de} + j e_{qe}) = i_d (1 + j Y_{tt} x'_d) + (j - Y_{tt} x_q) i_q$$

$$\text{ここで } Y_{tt} = g_{tt} + j b_{tt}$$

$$Y_{te} = g_{te} + j b_{te} \quad \text{発電機側換算値を示す}$$

とおくと

$$i_d \{ 1 + j (g_{tt} + j b_{tt}) x'_d \} + \{ j - (g_{tt} + j b_{tt}) x_q \} i_q$$

$$= (g_{tt} + j b_{tt}) j \varphi_{fd} + (g_{te} + j b_{te}) (e_{de} + j e_{qe})$$

実数部と虚数部に分けて

$$\begin{pmatrix} (1 - b_{tt} X'_d) & -g_{tt} X_q \\ g_{tt} X'_d & (1 - b_{tt} X_q) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -b_{tt} \varphi_{fd} + g_{te} e_{de} - b_{te} e_{qe} \\ g_{tt} \varphi_{fd} + g_{te} e_{qe} + b_{te} e_{de} \end{pmatrix}$$

$$\Delta = (1 - b_{tt} X'_d) (1 - b_{tt} X_q) + g_{tt}^2 X'_d X_q$$

とすると

$$i_d = \frac{1}{\Delta} \{ (-b_{tt} \varphi_{fd} + g_{te} e_{de} - b_{te} e_{qe}) (1 - b_{tt} X_q) \}$$

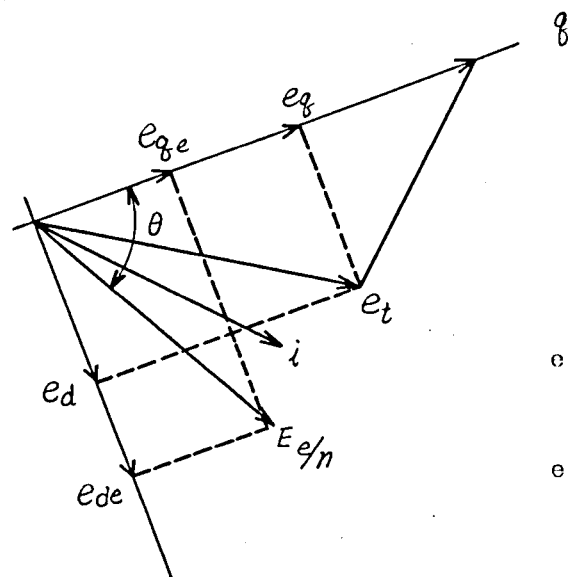
$$+g_{tt}X_q(g_{tt}\varphi_{fd}+g_{te}e_{qe}+b_{te}e_{de})\} \quad (11)$$

$$i_q = \frac{1}{\Delta} \{ (1-b_{tt}X'd)(g_{tt}\varphi_{fd}+g_{te}e_{qe}+b_{te}e_{de}) - g_{tt}X'd(-b_{tt}\varphi_{fd}+g_{te}e_{de}-b_{te}e_{qe}) \} \quad (12)$$

ただし Y_{tt} : 発電機端子より見た自己アドミタンス

Y_{te} : 発電機端子と無限大母線間の相互アドミタンス

E_e : 無限大母線電圧



$$e_{de} = \frac{E_e}{n} \sin \theta \quad (9)$$

$$e_{qe} = \frac{E_e}{n} \cos \theta \quad (10)$$

図-5 ベクトル図

1.6 自己及び相互アドミタンスの計算

自己及び相互アドミタンスを低圧側（発電機側）に換算し、発電機容量（MW）

BASEで表わす

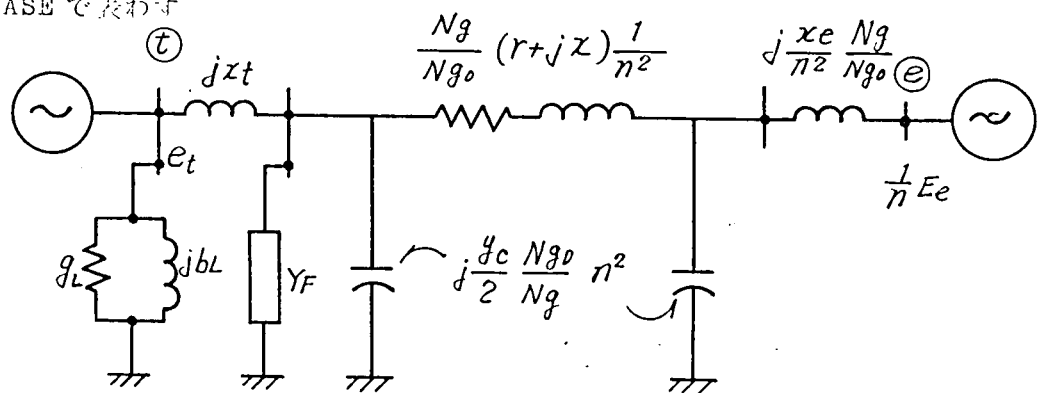


図-6 2機系等価回路

発電機運転容量（MW）BASE，低圧側換算

発電機初期運転台数 : N_{g0}

“ 制限後 ” : N_g

ここで

$$Z_2 = j x_t \quad (13)$$

$$Z_3 = \frac{N_g}{N_{g0}} (-\gamma + j x) \frac{1}{n^2} \quad (14)$$

$$Z_4 = j \frac{x_e}{n^2} \frac{N_g}{N_{g0}} \quad (15)$$

$$Y_1 = g_L + j b_L$$

$$\text{ただし } g_L = \frac{P_L}{|e_t|^2} \quad b_L = \frac{-Q_L}{|e_t|^2} \quad (16)$$

$$Y_2 = j \frac{y_c}{2} n^2 \frac{N_{g0}}{N_g} + Y_F \quad (17)$$

Y_F : 故障点等価アドミタンス (低圧側換算)

$$Y_3 = j \frac{y_c}{2} n^2 \frac{N_{g0}}{N_g} \quad (18)$$

と置くと、 t 端から見た自己アドミタンス Y_{tt} 、 $t-e$ 間の相互アドミタンス Y_{te} は

$$Y_{tt} = Y_1 + \frac{1}{Z_2 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_3 + \frac{1}{Z_4}}}}} \quad (19)$$

$$Y_{te} = -Y_{tt} \times \frac{1}{Y_1 Z_2 e + 1} \times \frac{1}{Y_2 Z_3 e + 1} \times \frac{1}{Y_3 Z_4 + 1} \quad (20)$$

$$\text{ただし } Z_2 e = Z_2 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_3 + \frac{1}{Z_4}}}}$$

$$Z_{3e} = Z_3 + \dots$$

$$Y_3 = \frac{1}{Z_4}$$

2. 初期値の計算式

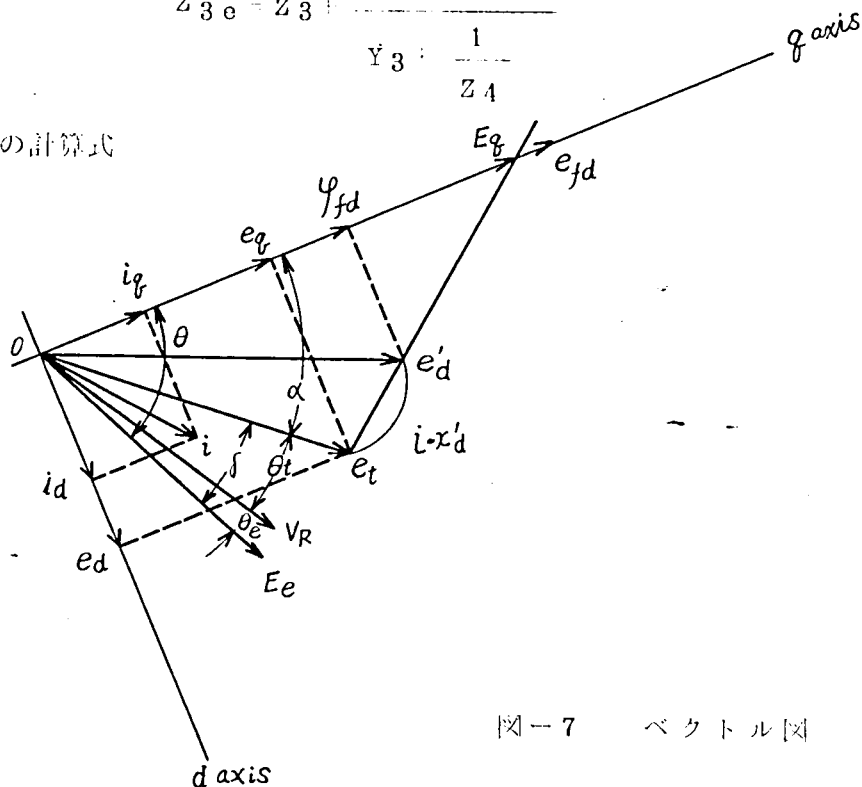


図-7 ベクトル図

(1) 同期機内部諸量の初期値

$$\text{発電機出力} = P + jQ$$

$$\text{端子電圧} = e_t$$

$$t_{do} = \frac{P^2 x_q + Q(|e_t|^2 + Q x_q)}{|e_t| \sqrt{(P \cdot x_q)^2 + (|e_t|^2 + Q x_q)^2}} \quad (27)$$

$$i_{qo} = \frac{P |e_t|}{\sqrt{(P \cdot x_q)^2 + (|e_t|^2 + Q x_q)^2}} \quad (28)$$

$$E_{qo} = \frac{1}{|e_t|} \sqrt{(P \cdot x_q)^2 + (|e_t|^2 + Q x_q)^2} \quad (29)$$

$$e_{fdo} = E_{qo} + (X_d - X_q) i_{do} \quad (30)$$

$$\varphi_{fdo} = e_{fdo} - (X_d - X'_d) i_{do} \quad (31)$$

$$\alpha_o = \tan^{-1} \frac{P x_q}{|e_t|^2 + Q x_q} \quad (32)$$

$$\theta_o = \alpha_o + \delta_o \quad (33)$$

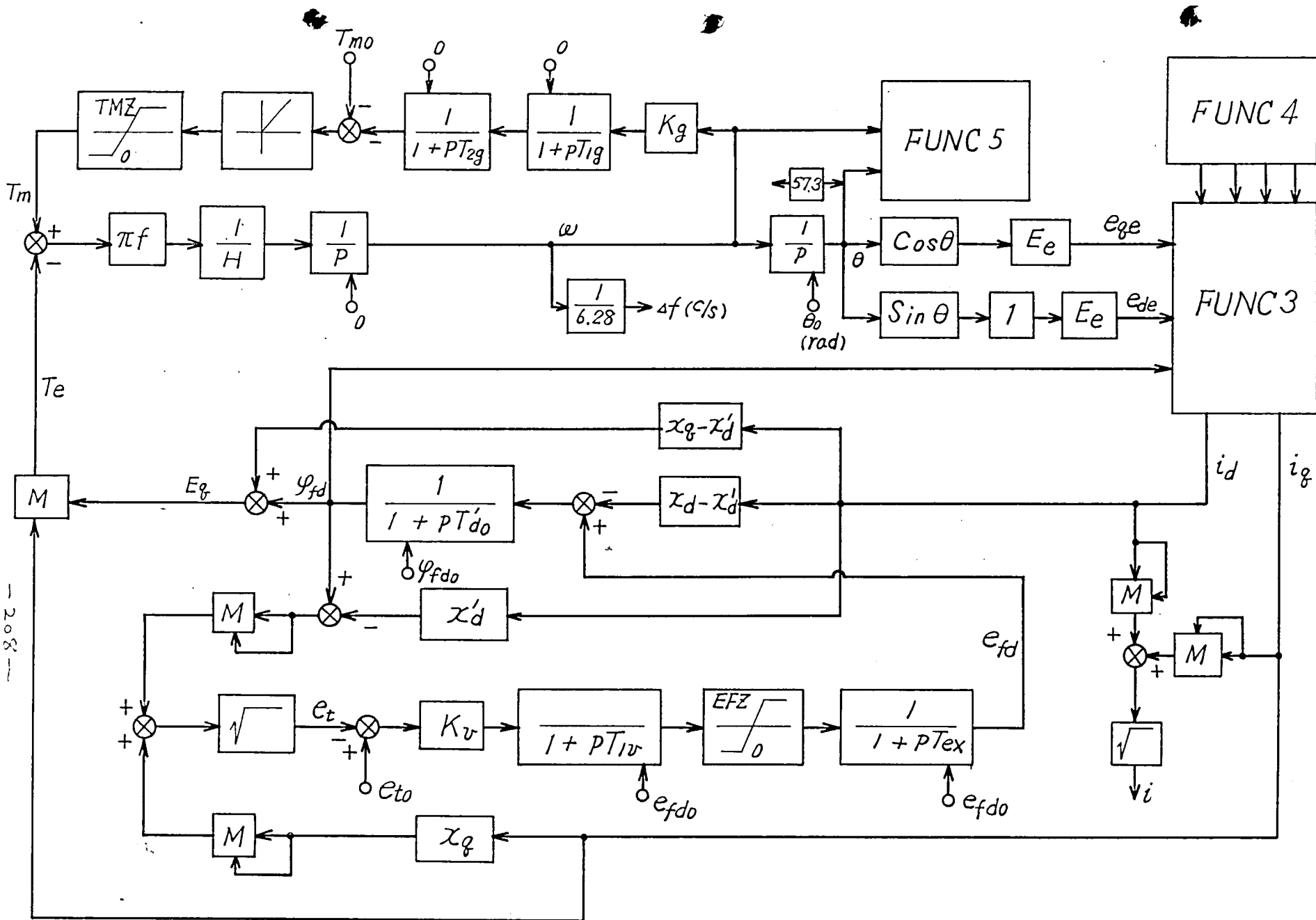


図-8 2 機系過渡安定度計算ブロック図

附録一 5 同期機の過渡安定限界式 (位相面による表示)

非線形振動方程式

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} + 2\zeta \frac{d\theta}{dt} + \sin \theta = \sin \beta \quad (1)$$

について、その解 θ が時間の経過とともに有限値内にとどまるのはいかなる場合かを検討する。

(1) 平衡点およびその安定性

(1)式において

$$X = \theta, \quad y = \frac{d\theta}{dt}$$

とおけば

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= y \\ \frac{dy}{dt} &= \sin \beta - \sin X - 2\zeta y \end{aligned} \quad (2)$$

となる。平衡点は $X = 0, y = 0$ の点すなわち

$$(2n\pi + \beta, 0) \text{ および } (2n\pi + \pi + \beta, 0)$$

である。方程式(1) は 2π を同期としているから、平衡点 $(\beta, 0)$, $(\pi - \beta, 0)$ について検討すれば十分である。これら二つの平衡点の安定性をしらべれば $\zeta > 0$ のとき

$(\beta, 0)$: 安定な結節点かまたは渦伏点

$(\pi - \beta, 0)$: 鞍形点, 不安定

となる。

(2) 減衰のない場合: $\zeta = 0$

このときには解析的にとくことができる。(2)式より、

$$\frac{dy}{dx} = \frac{\sin \beta - \sin X}{y}$$

これを積分して

$$-(x - x_0) \sin \beta - (\cos X - \cos X_0) + \frac{1}{2}(y^2 - y_0^2) = 0 \quad (3)$$

x_0, y_0 は x, y の $t = 0$ における値

なる曲線群を得る。

図-1 に

これを示した。初期値 (X_0, y_0) が領域 $\dots, S-1, S_0, S_1, \dots$ 内にあれば安定、 $\dots, U-1, U_0, U_1, \dots$ 内にあれば不安定である。

(3) 減衰のあるときの動跡： $\zeta < 0$

このとき (1) 式を解析的に解くことは困難であつて、なんらかの適当な方法により個々に解かなければならない。

不安定平衡点 $(\pi - \beta, 0)$ につき、この点に入ってくる軌跡を逆にたどれば安定領域と不安定領域との境界を簡単に知ることができる。(1) 式において

$$\tau = -t$$

$$x = \theta, \quad y = \frac{d\theta}{d\tau} = -\frac{d\theta}{dt}$$

とおけば

$$\frac{dx}{d\tau} = -y$$

(4)

$$\frac{dy}{d\tau} = \sin \beta + \sin x + 2\zeta y$$

がえられ、これを初期条件

$$x_0 = \pi - \beta$$

$$y_0 = 0$$

のもとにとけば安定、不安定の限界がもとまる。

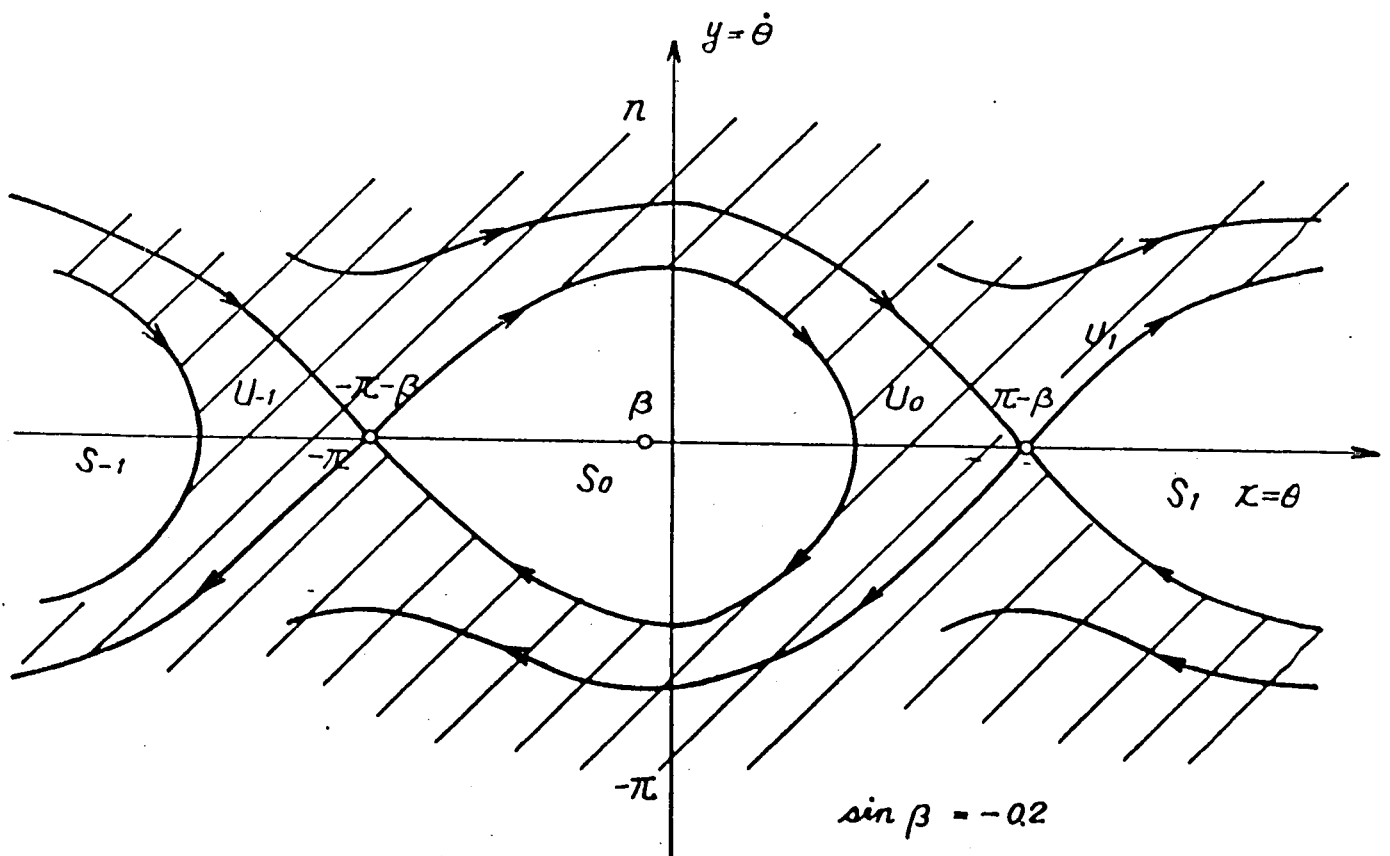


図-1 方程式 $\frac{d^2 \theta}{dt^2} + \sin \theta = \sin \beta$ の解

初期値 $(\theta_0, \dot{\theta}_0)$ が領域 $\cdots S-1, S_0, S_1, \cdots$ にあれば安定

それ以外の領域 $\cdots U-1, U_0, U_1, \cdots$ にあれば不安定

附録-6 シミュレーション・ベースによる系統状態監視

電力系統の安全運用をおこなうにあたってまず考えねばならないのは、平常時、異常時における人間および機械の機能上の特徴と役割り分担である。機械があらかじめ決められた方法にしたがって高速、正確に情報処理が可能であるのに対し、人間は突発的な事態のもとでは信頼できなくなることがあるが、平常時における、認識、思考、判断においては秀れた機能を発揮する。以上のことより、

平常時において機械により想定された異常状態を予め算出しておき人間に異常状態が発生したときの判断、処理法を予め決めさせるのが緊急時における安全運用制御方法として秀れている。

状態監視機能 図-1に系統状態監視の情報の流れを示す。

データファイルに入力情報として系統構成、発電量、負荷量、線路リアクタンス、線路容量、負荷モード関数を与える。

負荷予測において負荷時系列、モード関数より負荷予測値を求め分布係数に乗じることによって各ノードの負荷を推定する。

経済配分 負荷予測値、発電所特性により経済配分をおこなう。

系統構成識別 想定事故のもとに、想定事故後の系統接続状態を識別する。

電力系統シミュレーション 想定事故後の系統における需給不平衡を求め、発電所調定率、負荷特性にしたがった新しい平衡状態を求める。(周波数偏差、各ノードの発電力、負荷)この新しい状態における潮流分布を求める。

記 録 発電力、負荷、線路潮流、周波数偏差等

認識・警報 安全運用判定の基準として正常、異常、緊急状態の3つを設定し、周波数偏差、線路潮流、位相角の監視をおこなう。

電力系統シミュレーション

$$(1) \text{ 周波数 } \Delta f = \left\{ \sum_{i \in N} G(i) - \sum_{i \in N} L(i) \right\} / \left\{ \sum_{i \in R} K_g(i) + K_L \right\}$$

Δf : 周波数偏差 G : 発電力 L : 負荷 K_g : 発電所調定率 K_L : 負荷特性
 N : 独立系全ノード R : 発電所出力が上下限になっていないノード

$$(2) \text{ 潮流計算 } P_i \approx |E_o|^2 \sum_j y_{ij} (\theta_i - \theta_j) \\ Q_i \approx \sum_j \frac{1}{E_o^2 y_{ij}} \frac{P_{ij}^2}{2} \approx |E_o| \sum_j y_{ij} (|E_i| - |E_j|)$$

P, Q : 電力、無効電力 E : 電圧 y_{ij} : アドミッタンス θ : 位相角

この簡略式をもちいることにより演算時間を短縮することができる。

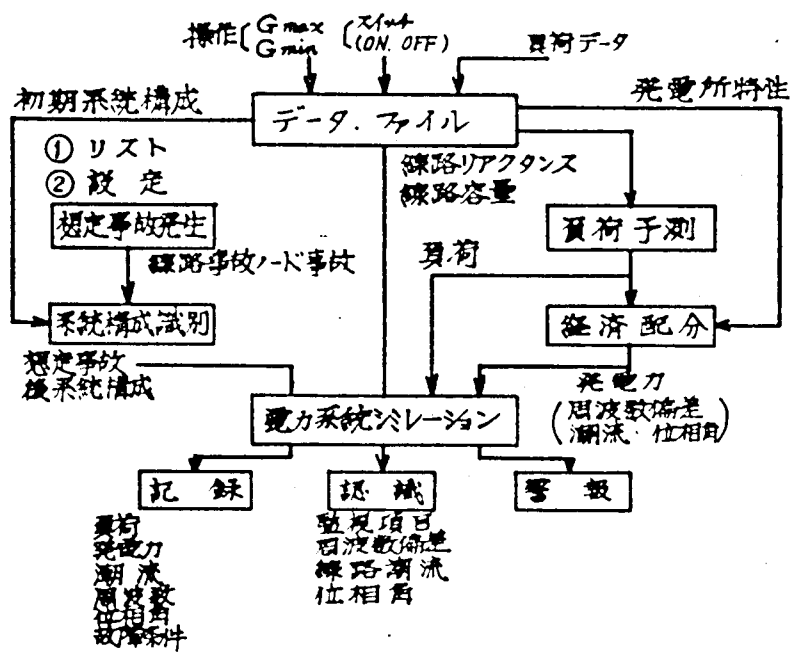


図-1 系統状態監視方式

参 考 文 献

- (1) Clark, E. ; Circuit Analysis of A-C Power Systems, Vol.I, II ; John Wiley & Sons, New York, 1943.
- (2) Crary, S.B. ; Power System Stability, Vol.I, II ; John Wiley & Sons, New York, 1947.
- (3) Kimbark, E.W. ; Power System Stability, Vol.I, II, III ; John Wiley & Sons, New York, 1950.
- (4) 梅 津 ; 電力系統における系統安定度に関する研究 ; 電力中央研究所、学位論文集、1963年3月
- (5) Young, C.C. and Weblar, R.M. ; A New Digital Computer Program for Predicting Dynamic Performance of Electric Power Systems ; Proc. PICA, May 1967.
- (6) Ramey, D.G. and Byerly, R.M. ; Dynamic Simulation of Interconnected Systems ; Proc. PICA, May 1967.
- (7) 岡村、大川、大浦、林 ; 電力系統の動的総合計算プログラムの開発について ; 電気協会、1970年6月
- (8) FPC Report ; Prevention of Power Failures, Vol.I, II, III ; July 1967.
- (9) 山 崎 ; 瞬動予備力 ; 電学誌、1969年8月
- (10) 関 根 ; 電力系統の信頼度制御 ; 電学誌、1969年9月
- (11) Concordia, C. ; Consideration in Planning for Reliable Electric Service ; American Power Conference, April 1968.
- (12) Herwald, S.W. ; Power System Reliability ; Westinghouse Engineer.
- (13) 林 ; アメリカにおける電力系統信頼度制御の動向について ; 電気評論、1969年11月 PP.98~102
- (14) Park, R.H. ; Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Part I ; Transactions AIEE, July 1929 pp.716-730.

- (15) Concordia, C. ; Synchronous Machine — Theory and Performance ——— ;
John Wiley & Sons, 1951.
- (16) 林 ; 同期機 —— 電力系統における同期機の理論的取り扱い —— ; 三菱電機
技報、Vol 37 , No 5 , 1963
- (17) 馬 場 ; 電力系統における誘導機の過渡現象 ; 三菱電機 Vol 32 ,
No 11 , 1958
- (18) 林 ; 電力系統とA V-Rの速応比 ; 電学誌 Vol 80 , No 863 ,
1960年8月 PP.1150~1160
- (19) AIEE Committee Report ; Proposed Excitation Systems Definition for Synchron-
ous Machine ; AIEE CP 59-179.
- (20) Rothe ; The Effect of Generator Voltage Regulators on Stability and Li-
ne Charging Capacity ; CIGRE No. 321, 1954.
- (21) Phillips, R.A. and Rubenstein, A.S. ; Operation of Large Synchronous
Generators in the Dynamic Stability Region With a Modern Amplidyne
Voltage Regulator Part I ; AIEE Transactions Paper 56-137.
- (22) 林 ; 電関西支部連大 昭33.121
- (23) Chestnut, H. and Mayer ; Servomechanism and Regulating System Design,
Vol.I ; John Wiley Sons, 1951.
- (24) Concordia, C. ; AIEE Transactions PAS Vol.70 1951, pp.731-737.
- (25) Shepherd ; AIEE Transactions PAS June 1961, pp.130-189.
- (26) 林 ; 自動電圧調整器を有する同期発電機の同期化および制動トルク係数 ; 電学
関西支部連大 昭37, 9-7
- (27) 林、羽根田、石黒 ; 同期機制動特性におよぼす制御器特性の影響 ; 電連大
昭43, 877
- (28) 林 ; 同期化および制動トルク係数による動態安定度計算法 ; 電関西支部連大
昭38, 9-8
- (29) Kilgore, L.A. and Lokay, H.E. ; Future Generator Design Features and
System Requirements ; IEEE 1958 CP-707 PWR.

- (30) Kimbark, E.W. ; Improvement of Power System Stability by Changes in the Network ; IEEE Transactions Vol. PAS-88, No.5 pp.773-781.
- (31) 馬場、林、山田、羽根田、石黒 : Sensitivity Analysis of Power System Stability ; PICA 1967, May 1967
- (32) 林、石黒、山田 : 過渡安定度の Sensitivity Analysis : 電連大 昭42-913
- (33) 乗松、林 他 : 電力技術へのOR手法の応用 : 電学誌、講座、Vol 84, 1964年
- (34) 馬場 : 電弧炉による電圧変動とその防止法 : 三菱電機 Vol 32 No 2 PP59 昭33年
- (35) 電学会シンポジウム : 変動負荷に関する諸問題
- (36) 馬場、林 : 電圧フリッカ防止装置用緩衝リアクトル容量の決定法 : 電連大 昭36-939
- (37) 林 : 電弧炉による電力動揺およびフリッカの統計的解析 ; 三菱電機 Vol 35 No 7, 1961年7月
- (38) 関西電力技術研究所 ; 姫路支店管内電気炉負荷による電圧フリッカ測定試験報告書
- (39) Tsien, H.S. ; Engineering Cybernetics ; Mc Graw-Hill Co., 1954.
- (40) 西原 : 自動制御に関する統計的方法 : 自動制御 Vol 2 No 2
- (41) 林、石黒 : 電源電圧瞬時低下時の同期電動機の安定度維持 : 電連大 昭42-910
- (42) 林、近藤 : 誘導機の過渡トルク : 電連大 昭33-570
- (43) 馬場、林 : 数値計算の誤差 : 電学誌 81巻 868号 (Jcn 1961) PP 57-66
- (44) Ellis, H.M., Hardy, J.E., Blythe, A.L. and Skooglund, J.W. ; Dynamic Stability of Peace River Transmission System ; IEEE Transactions Vol. PAS-85 No.6 pp.586-600, June 1966.
- (45) 富田 : 広範開停電の防止について : 電気評論 P 11 (昭44-4)
- (46) 真弓 : 電気評論 P 25 (昭43-4)
- (47) Baba, J., Hayashi, S., Haneda, H. ; Load Shedding and System Splitting ; Proceeding PSCC, 1966 Part4.
- (48) 林 ; 潮流制御スケジュールの計算法ならびに予定よりのくるいの修正法 ; 電連大 昭40-1010
- (49) 石田、林 ; 系統分離時における連けい線許容電力の検討 ; 電学会関西支部 昭39-9-4
- (50) 例えば、関根 ; 電力系統工学 ; 電気書院、 昭41年 PP 35
- (51) 林 : 強制並列時の安定問題 : 電学会関西支部 昭36-9-9

- (52) Dyliacco, T.E. ; IEEE Trans, PAS-86 No.5. (1967)
- (53) 馬場、林、石田、羽根田；三菱電機技報 Vol 41, No 9 (1967年9月)
- (54) 馬場、林 ; 系統操作の自動化 ; 電連大 昭39-778 (1964年)
- (55) Limmer, H.D. ; Security Applications of On-Line Digital Computers ;
Proceeding PSCC. (1966)
- (56) 林、羽根田、石田、佐藤、関根 ; 電力系統安全運用のための系統状態監視方式 ;
電学会関西支部、 昭43 1B-5
- (57) Hayashi, S., Ishida, K., Haneda, H., Baba, J., Sekine, Y. ; Power System
Security Assessing by Digital Computer Simulation-basis Control ; Pr-
ceeding PICA, 1969 May. .
- (58) 林、石田、山田 ; 電力系統状態監視システム ; 三菱電機技報 Vol 43 No 11
(1969年11月)